



Titre: Antenne réseau-réflecteur reconfigurable pour hautes puissances
Title: utilisant des actionneurs électromécaniques

Auteur: Jacob Blier
Author:

Date: 2017

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Blier, J. (2017). Antenne réseau-réflecteur reconfigurable pour hautes puissances
Citation: utilisant des actionneurs électromécaniques [Mémoire de maîtrise, École
Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/2895/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/2895/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: génie électrique
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANTENNE RÉSEAU-RÉFLECTEUR RECONFIGURABLE POUR HAUTES PUISSANCES
UTILISANT DES ACTIONNEURS ÉLECTROMÉCANIQUES

JACOB BLIER

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

DÉCEMBRE 2017

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ANTENNE RÉSEAU-RÉFLECTEUR RECONFIGURABLE POUR HAUTES PUISSANCES
UTILISANT DES ACTIONNEURS ÉLECTROMÉCANIQUES

présenté par : BLIER Jacob

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. FRIGON Jean-François, Ph. D., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. WU Ke, Ph. D., membre

REMERCIEMENTS

Il va sans dire que les premiers remerciements que je dois donner vont à mon extraordinaire directeur de recherche, M. Jean-Jacques Laurin. Il a su m'enseigner, me guider, m'éclairer et, surtout, me donner une passion pour la recherche. Merci beaucoup!

Une autre personne qui a pu paver la route à ce projet de recherche est M. Ramin Deban. C'est lui qui a réalisé les deux objets probablement les plus utilisés pour ce mémoire : le guide d'ondes représentant une cellule du réseau-réflecteur et le réseau-réflecteur lui-même. Je n'ai fait que bâtir sur ses travaux.

J'aimerais également remercier l'équipe des techniciens (Train Antonescu, Jean-Sébastien Décarie, Steve Dubé, Jules Gauthier et Maxime Thibault) du centre de recherche Poly-Grames sans qui très peu de choses pourraient être faites au centre de recherche. Je ferais bien un remerciement personnalisé à chacun des techniciens, mais énumérer tout ce qu'ils ont fait pour m'aider, autant professionnellement que personnellement, dépasse l'entendement. Je me contente donc d'écrire merci du fond du cœur.

Carolane, sans toi, je n'y serais jamais arrivé. Je te dois tout et j'espère pouvoir te rendre la pareille éventuellement au courant de notre fabuleuse vie commune!

RÉSUMÉ

Les satellites de télécommunication actuels utilisent majoritairement des antennes paraboliques, ce qui remplit correctement les objectifs de mission demandant souvent de hautes puissances de transmission, mais pose problème au lancement étant donné la taille et la masse des réflecteurs. De plus, ces antennes ne permettent que très peu de reconfiguration du diagramme de rayonnement une fois le satellite dans l'espace. Afin de tenter de régler ces problèmes, le présent mémoire expose un réseau-réflecteur à guide d'ondes dont le diagramme de rayonnement est ajustable mécaniquement et analogiquement tout en transmettant de hautes puissances et en ayant une bonne efficacité.

Un déphaseur représentant une cellule du réseau-réflecteur est d'abord présenté. Le principe général de ce déphaseur est d'utiliser un court-circuit mobile afin de varier la longueur d'un guide d'ondes. Le premier prototype testé utilise une feuille de matériau ferromagnétique, du 2705M de la compagnie Metglas placée à l'intérieur d'un guide d'ondes de 18 mm de large par 6,669 mm de haut. Cette feuille crée un contact capacitif par le biais de rubans de polyimide insérés entre la feuille et les parois du guide d'ondes. En plaçant la feuille de 2705M de manière à court-circuiter ce dernier, ce qui réfléchit l'onde incidente, et en contrôlant la position du court-circuit ainsi créé à l'aide d'aimants, on arrive à changer la longueur du guide d'ondes, et donc le déphasage. Cependant, en pratique, cette méthode a donné de piètres résultats autant en amplitude (le 2705M étant un matériau assez résistif) qu'en déphasage (la position du court-circuit étant très difficile à contrôler). Une autre méthode de déphasage a donc été développée.

Suivant le même principe de changement de longueur de guide d'ondes, un bloc d'aluminium comportant un aimant a été utilisé au sein du même guide d'ondes que précédemment plutôt qu'une feuille de matériau ferromagnétique et de rubans de polyimide. La position du court-circuit est contrôlée à l'aide d'un bloc ferromagnétique interagissant avec le champ magnétique de l'aimant. Ce bloc ferromagnétique est fixé à un moteur pas-à-pas à mouvement linéaire situé à l'extérieur du guide d'ondes. Le moteur est lui-même contrôlé par un étage de commande et un microcontrôleur. Cette manière de faire assure un contrôle analogique de la phase via le positionnement du curseur du moteur pas-à-pas, à condition d'utiliser des composants électroniques appropriés. De plus, une configuration appropriée des composants électroniques assure une consommation très faible de puissance d'environ 400 μ W par cellule. Le logiciel

HFSS 18 a par la suite été utilisé pour simuler le guide d'ondes avec le court-circuit mobile afin d'évaluer les pertes et le déphasage. Les simulations ont montré qu'à la fréquence de travail de 9,4 GHz, un déplacement du bloc d'aluminium sur une distance de 35 mm crée un déphasage de plus de 360° pour des pertes moyennes de 0,078 dB, ce qui est très faible, d'autant plus que le déphasage est pratiquement parfaitement linéaire en fonction de la position du court-circuit. Des mesures sur un analyseur de réseau ont par la suite été faites afin d'évaluer les performances réelles du déphaseur. Ces mesures ont montré la présence d'une hystérésis de déplacement du bloc causé par une trop faible interaction du bloc ferromagnétique avec le champ magnétique de l'aimant inséré dans le court-circuit mobile. Toutefois, le problème peut être facilement contourné et on obtient alors un déphasage essentiellement identique à ce que les simulations donnent. Les mesures d'amplitude ne sont toutefois pas aussi probantes, probablement à cause d'un problème de calibration, bien qu'elles ne donnent aucune raison de douter des résultats de simulation. La répétabilité des mesures est également bonne et la vitesse de déphasage est évaluée à environ $477^\circ/\text{s}$ à 9,4 GHz.

Étant donné que les simulations et les mesures effectuées sur une seule cellule du réseau-réfecteur donnent de bons résultats, un réseau-réfecteur unidimensionnel composé de 19 de ces cellules a été évalué. Le réseau-réfecteur consiste en un peigne contenant les 19 déphaseurs illuminé par un cornet plan H, le tout inséré entre deux plaques d'aluminium ayant un évasement à une de leurs extrémités afin de créer un faisceau en éventail. Un modèle HFSS de ce réseau-réfecteur a été simulé et, après avoir placé les courts-circuits dans les cellules de manière à balayer le faisceau principal du réseau-réfecteur d'un angle ϕ de -45° à 45° par pas de 5° , des résultats positifs ont été obtenus. Dans une plage allant de -20° à 30° , des gains de 17,5 dBi à 20,8 dBi ont été obtenus pour une largeur à mi-puissance du faisceau allant de $7,0^\circ$ à $5,4^\circ$. Le niveau des lobes latéraux est de -5,2 dB à -17,2 dB, mais majoritairement de moins de -10 dB. L'isolation entre la co- et la contra-polarisation est de l'ordre de -50 dB ou moins. Ces résultats peuvent être améliorés, principalement du côté des niveaux de lobes latéraux, étant donné la présence de lobes discordants et de diffusion par les pointes du peigne. La puissance maximale possible dans une cellule a également été évaluée par simulation à environ 18 500 W. En chambre anéchoïque, des données sur les diagrammes de rayonnement du réseau-réfecteur où le faisceau balaie de -45° à 45° ont été récoltées et ont montré un très bon accord avec les simulations. En effet, dans la plage où les résultats sont les plus intéressants (entre -20° et 30°), les gains mesurés vont de 17,2 dBi à 20,7 dBi

avec un HPBW allant de $7,4^\circ$ à $5,0^\circ$ avec une moyenne de $5,9^\circ$. Le niveau des lobes latéraux va de -6,8 dB à -20,0 dB avec une moyenne de -12,3 dB. Les rapports entre les niveaux de co- et contra-polarisation sont d'une trentaine de décibels environ.

ABSTRACT

Today's telecommunication satellites use mostly dish antennas, which correctly satisfies mission objectives that often require high transmission power, but are problematic at launch, given the size and mass of the parabolic reflectors. In addition, these antennas allow very little reconfiguration of the radiation pattern once the satellite is in orbit. In an attempt to solve these problems, the present master's thesis presents a waveguide reflectarray whose radiation pattern is mechanically and analogically adjustable while capable of transmitting high power and having good efficiency.

A phase shifter representing a cell of the reflectarray is first presented. The general principle of this phase shifter is to use a mobile short circuit to vary the length of a waveguide. The first prototype tested uses a sheet of ferromagnetic material, Metglas 2705M placed inside an 18 mm wide by 6.669 mm high waveguide. This sheet creates a capacitive contact through polyimide tapes inserted between the sheet and the walls of the waveguide. By placing the 2705M sheet in such a way as to short the waveguide, which reflects the incident wave, and by controlling the position of the short circuit with magnets, one can change the length of the waveguide and therefore the phase shift. However, in practice, this method showed poor results both in magnitude (the 2705M being a fairly resistive material) and in phase shift (the position of the short circuit being difficult to control). Thus, another method of phase shift has been developed.

Following the same principle of waveguide length change, an aluminum block having a magnet inside it was used within the same waveguide as before instead of a sheet of ferromagnetic material and polyimide tapes. The position of the short circuit is controlled by means of a ferromagnetic block interacting with the magnetic field of the magnet, and this ferromagnetic block is attached to a linear stepper motor located outside the waveguide. The motor itself is controlled by a driver and a microcontroller. This approach provides analogue phase control via the positioning of the stepper motor's slider, provided that appropriate electronic components are used. In addition, an appropriate configuration of the electronic components ensures a very low power consumption of about 400 μ W per cell. The HFSS 18 software was subsequently used to simulate the waveguide with the mobile short circuit to evaluate losses and phase shift. Simulations have shown that at 9.4 GHz, the working frequency, a 35 mm displacement of the aluminum block creates a phase shift of more than 360° with average losses of 0.078 dB, which is very good,

especially as the phase shift is almost perfectly linear with the position of the short circuit. Measurements on a network analyzer were then made to evaluate the actual performance of the phase shifter. These measurements showed the presence of a displacement hysteresis caused by weak interactions between the ferromagnetic block and the magnetic field of the magnet inserted into the mobile short-circuit. However, the problem can be easily bypassed and one thus obtains an essentially identical phase shift compared with simulations. However, the magnitude measurements were not as convincing, probably because of a calibration problem, but nonetheless give no reason to doubt the simulation results. The repeatability of the measurements is also good and the phase shift rate is estimated at about $477^\circ/\text{s}$ at 9.4 GHz.

Since the simulations and measurements performed on a single cell of the reflector network gave good results, a one-dimensional reflectarray composed of 19 of these cells was evaluated. The reflectarray consists of a comb containing the 19 phase shifters illuminated by an H-plane horn, the whole inserted in an aluminum parallel plates waveguide having a flare at one of its ends in order to create a fan beam. An HFSS model of this reflector array was simulated and, after placing the short circuits in the cells to scan the main beam of the reflector array at an angle ϕ of -45° to 45° in 5° increments, interesting results were obtained. In a range of -20° to 30° , gains from 17.5 dBi to 20.8 dBi were obtained for half power beam widths of 7.0° to 5.4° . The side-lobe level is -5.2 dB to -17.2 dB, but mostly less than -10 dB. The isolation between co- and cross polarization is of the order of -50 dB or less. These results can be improved, mainly on pertaining to sidelobe levels, due to the presence of grating lobes and scattering by the tips of the comb. The maximum possible power in a cell was also evaluated by simulation at approximately 18,500 W. In the compact range, data on the reflectarray radiation patterns where the beam swept -45° to 45° were collected and showed very good agreement with the simulations. Indeed, in the range where the results are the most interesting (between -20° and 30°), the gains measured range from 17.2 dBi to 20.7 dBi with an HPBW ranging from 7.4° to 5.0° averaging 5.9° . The sidelobe level ranges from 6.8 dB to 20.0 dB with an average of 12.3 dB. The ratios between the levels of co- and cross polarization are around thirty decibels.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	III
RÉSUMÉ.....	IV
ABSTRACT	VII
TABLE DES MATIÈRES	IX
LISTE DES TABLEAUX.....	XIII
LISTE DES FIGURES.....	XIV
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS.....	XX
CHAPITRE 1 INTRODUCTION.....	1
1.1 Problématique.....	1
1.2 Objectifs du mémoire	2
1.3 Revue bibliographique	2
1.3.1 Antennes satellitaires.....	3
1.3.2 Réseaux-réflecteurs passifs	4
1.3.3 Réseaux-réflecteurs actifs.....	5
1.4 Structure du mémoire	8
CHAPITRE 2 THÉORIE ET CONCEPTS UTILES.....	10
2.1 Réseaux d'antennes	10
2.2 Réseaux-réflecteurs	13
2.3 Déphaseur et déphasage	15
2.4 Haute puissance dans les guides d'ondes	16
2.5 Hystérésis	19
2.6 Composants électroniques.....	20
2.6.1 Moteurs pas-à-pas	20

2.6.2	Étage de commande (<i>driver</i>)	21
CHAPITRE 3 CONCEPT DE CELLULE À FEUILLE FERROMAGNÉTIQUE MOBILE..		22
3.1	Principe de fonctionnement.....	22
3.2	Description physique	24
3.2.1	Contacts électriques.....	27
3.2.2	Matériaux	28
3.2.3	Forme de la courbe faite par la feuille.....	28
3.2.4	Contrôle préliminaire par électroaimants	29
3.2.5	Contrôle par mouvement d'aimant.....	31
3.3	Simulations et mesures.....	32
3.4	Discussion	35
CHAPITRE 4 PROTOTYPE RETENU : BLOC DÉPLACÉ PAR MOTEUR.....		37
4.1	Principe de fonctionnement.....	37
4.2	Description physique	37
4.3	Résultats de simulation.....	42
4.3.1	Théorie	42
4.3.2	Description physique et montage	42
4.3.3	Résultats	45
4.3.4	Discussion	48
4.4	Mesures des performances	50
4.4.1	Description physique et montage	50
4.4.2	Résultats	53
4.4.3	Discussion	59
4.5	Discussion et comparaison entre simulations, mesures et littérature	68

CHAPITRE 5	RÉSEAU-RÉFLECTEUR À GUIDES D'ONDES.....	71
5.1	Théorie	71
5.1.1	Évasement (<i>flare</i>)	71
5.1.2	Cornet	72
5.1.3	Synthèse de phase.....	73
5.1.4	Lobe discordant (<i>grating lobe</i>).....	75
5.2	Description physique	76
5.2.1	Base	77
5.2.2	Évasement	78
5.2.3	Cornet	79
5.2.4	Peigne	79
5.2.5	Actionneurs	80
5.3	Simulation du réseau-réflecteur.....	80
5.3.1	Théorie et centre de phase	81
5.3.2	Description physique et montage	82
5.3.3	Résultats	83
5.3.4	Discussion	89
5.4	Mesures en chambre anéchoïque.....	92
5.4.1	Description physique et montage	92
5.4.2	Résultats	96
5.4.3	Discussion	98
5.5	Discussion et comparaison entre les résultats de simulation et de mesures réelles	99
5.6	Comparaison entre la présente méthode et les autres méthodes	103
CHAPITRE 6	CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS	106

6.1	Contributions	106
6.2	Pistes d'amélioration et travaux futurs	108
BIBLIOGRAPHIE		112

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1 : Caractéristique des moteurs pas-à-pas utilisés	40
Tableau 4.2 : Statistiques concernant la distribution de l'amplitude de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur s'est arrêté à 19,5 mm.	61
Tableau 4.3 : Statistiques concernant la distribution de la phase de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur s'est arrêté à 19,5 mm.	61
Tableau 5.1 : Gain et angle du gain maximal, HPBW, SLL et l'isolation entre co- et contre-polarisation à l'angle de gain maximal pour les 19 angles simulés.	86
Tableau 5.2 : Gain et angle du gain maximal, HPBW, SLL et l'isolation entre co- et contre-polarisation à l'angle de gain maximal pour les 19 angles mesurés.	98

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 : Zone d'illumination en réception du satellite INSAT-2E [7, p. 20].	4
Figure 1.2 : Schéma montrant la fonction et le positionnement d'une diode PIN dans un élément d'un réseau-rélecteur (tirée de [15, p. 2526]).	6
Figure 2.1 : Schéma aidant à comprendre un réseau d'antennes linéaire.	12
Figure 2.2 : Schéma général d'un réseau rélecteur.	14
Figure 2.3 : Exemple de courbe d'hystérésis.	19
Figure 2.4 : Schéma général d'un moteur pas-à-pas (traduit de [30, p. 919]).	20
Figure 3.1 : Illustration du réseau-rélecteur final. Le point 1 est la source, le point 2 est les 19 déphaseurs et le point 3 est le faisceau principal dont l'orientation est contrôlée.	23
Figure 3.2 : Illustration du principe de fonctionnement du prototype à feuille ferromagnétique. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et le cylindre gris foncé sur le dessus est un aimant (soit permanent ou un électroaimant).	24
Figure 3.3 : Schéma avec dimensions du guide d'ondes utilisé pour émuler un élément du réseau-rélecteur.	26
Figure 3.4 : Photographie du guide d'ondes de la cellule de test lorsqu'il est séparé en ses deux moitiés.	26
Figure 3.5 : Schéma de la forme en S. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et les lignes brunes sont du polyimide.	28
Figure 3.6 : Schéma de la forme en Omega. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et les lignes brunes sont du polyimide.	29
Figure 3.7 : Schéma montrant la disposition des électroaimants autour de la cellule de test afin de contrôler la position du court-circuit mobile.	30
Figure 3.8 : Modèle d'un guide d'ondes utilisant une feuille ferromagnétique comme court-circuit mobile simulé dans FEKO. La flèche montre le déplacement de la feuille ferromagnétique.	32

Figure 3.9 : Phase de S_{11} en fonction de la position de la section transversale d'une feuille ferromagnétique de forme en S simulée dans le logiciel FEKO à 9,4 GHz.....	33
Figure 3.10 : Amplitude de S_{11} en fonction de la position de l'aimant contrôlant la feuille ferromagnétique à 9,4 GHz.	34
Figure 3.11 : Phase de S_{11} en fonction de la position de l'aimant contrôlant la feuille ferromagnétique à 9,4 GHz.	34
Figure 4.1 : Schéma d'un des blocs d'aluminium sertis d'un aimant utilisés dans le prototype retenu.	38
Figure 4.2 : Photographie d'un des moteurs utilisés pour déplacer les courts-circuits mobiles, pour la cellule unique [42].	40
Figure 4.3 : Modèle simulé dans HFSS.	44
Figure 4.4 : Coupe du bloc d'aluminium serti d'aimant modélisé dans HFSS.	45
Figure 4.5 : Amplitude de S_{11} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.	46
Figure 4.6 : Phase de S_{11} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.	47
Figure 4.7 : Amplitude de S_{21} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.	47
Figure 4.8 : Dérivée de la phase simulée à 9,4 GHz dans HFSS par rapport à la position du bloc. Cette dérivée donne la constante de phase du guide d'ondes lorsqu'on la divise par moins deux.	49
Figure 4.9 : Photographie de deux blocs sertis d'aimant.	51
Figure 4.10 : Schéma fonctionnel du montage utilisé pour obtenir les résultats de mesure.	52
Figure 4.11 : Photographie de la cellule de test avec le moteur pas-à-pas, le microcontrôleur et l'étage de commande visibles.	52
Figure 4.12 : Amplitude de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires.	53

Figure 4.13 : Positionnement du bloc d'aluminium en fonction de l'itération de déplacement pour le déplacement aléatoire. Les lignes pleines représentent un déplacement positif et les lignes pointillées un déplacement négatif.	54
Figure 4.14 : Phase de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires.	55
Figure 4.15 : Positionnement du bloc d'aluminium en fonction de l'itération de déplacement pour le déplacement répété. Les lignes pleines représentent un déplacement dans une direction et les lignes pointillées, l'autre direction de déplacement.	56
Figure 4.16 : Amplitude de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.	56
Figure 4.17 : Phase de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.	57
Figure 4.18 : Amplitude de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires sur une plage de fréquences allant de 9 GHz à 10 GHz.	58
Figure 4.19 : Phase de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires sur une plage de fréquences allant de 9 GHz à 10 GHz.	58
Figure 4.20 : Distribution de l'amplitude mesurée pour les 79 fois où le curseur du moteur s'est arrêté à une position de 19,5 mm à 9,4 GHz.	60
Figure 4.21 : Distribution de la phase mesurée pour les 79 fois où le curseur du moteur s'est arrêté à une position de 19,5 mm à 9,4 GHz.	61
Figure 4.22 : Phase de S_{11} mesurée à 9,1 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.	63
Figure 4.23 : Phase de S_{11} à 9,1 GHz, pour un déplacement aléatoire sans correction pour l'hystérésis, qui a permis d'expliquer la présence des plateaux initiaux et des anomalies. ...	64
Figure 4.24 : Courbe d'hystérésis de déplacement du bloc d'aluminium.	65
Figure 4.25 : Champ magnétique d'un disque aimanté semblable à l'aimant incrusté dans le bloc d'aluminium [49].	66

Figure 4.26 : Comparaison de la phase de S_{11} simulé et mesuré pour des déplacements aléatoires en fonction, respectivement, de la position corrigée du bloc d'aluminium et du curseur du moteur. La fréquence est 9,4 GHz.....	69
Figure 5.1 : Cornet plan H illustrant le paramètre $R1$	73
Figure 5.2 : Pseudocode de synthèse de phase. I est l'intensité et ϕ est la phase. Inspiré et traduit de [51, p. 2].	74
Figure 5.3 : Vue du dessus (avec la plaque supérieure invisible) et vue latérale du réseau-réflecteur.	77
Figure 5.4 : Dimensions des plaques de la base du réseau-réflecteur. L'angle α est de 60° et l'angle β est de 25° . Le chiffre 4 écrit en gris en bas à droite signifie que la dimension est de 4 cm comme mesurée avec une règle placée directement contre la plaque d'aluminium. Toutes les dimensions sont en centimètres.....	78
Figure 5.5 : Dimensions du cornet servant de source au réseau-réflecteur. L'angle γ est de 50° . Le cercle noir est le port coaxial par lequel l'antenne est alimentée. Toutes les dimensions sont en centimètres.....	79
Figure 5.6 : Peigne logeant les blocs servant de court-circuit mobile dans le réseau-réflecteur. Toutes les dimensions sont en centimètres.....	80
Figure 5.7 : Figure illustrant la façon de trouver le centre de phase.	81
Figure 5.8 : Modèle dans le logiciel HFSS du réseau-réflecteur simulé. Les blocs d'aluminium sont placés pour faire un faisceau à -45° dans le plan xy.	82
Figure 5.9 : Amplitude de S_{11} entre 9 GHz et 10 GHz du réseau-réflecteur simulé à l'aide du logiciel HFSS lorsque le faisceau principal pointe vers 0°	84
Figure 5.10 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur simulé dans HFSS. Les courts-circuits mobiles ont été placés selon ce qui a été calculé par le script de synthèse de phase afin de générer des faisceaux allant de -45° à 45° par pas de 5°	85
Figure 5.11 : Gain en fonction de θ pour $\phi = 0^\circ$ du réseau-réflecteur simulé dans HFSS.....	86
Figure 5.12 : Diagramme de rayonnement simulé en trois dimensions pour un faisceau pointant à un ϕ de 0° afin d'illustrer le faisceau en éventail.	87

- Figure 5.13 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur simulé dans HFSS pour un faisceau synthétisé pour pointer à 0° . La courbe en co-polarisation est la ligne pleine, tandis que la ligne pointillée est le gain en contra-polarisation.87
- Figure 5.14 : Amplitude absolue du champ électrique à trois différentes positions en z et 9 m en x en fonction de la position en y pour une cellule simulée du réseau-rélecteur. 18 500 W sont présents à l'entrée du guide d'ondes.88
- Figure 5.15 : Amplitude absolue du champ électrique à 66,465 mm en y et 9 mm en x en fonction de la position en z. 18 500 W sont incidents à l'entrée du guide d'ondes.....89
- Figure 5.16 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur simulé dans HFSS dont les cellules absorbent les ondes incidentes.90
- Figure 5.17 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur simulé dans HFSS avec en évidence la courbe où le faisceau principal devrait pointer à -45° afin de montrer la présence d'un lobe discordant à 52° environ.91
- Figure 5.18 : Photographie du dessus du réseau-rélecteur fabriqué. On voit bien les boulons tenant le cornet et les cylindres de fer servant à déplacer les blocs d'aluminium sertis d'un aimant.93
- Figure 5.19 : Photographie du dessous du réseau-rélecteur fabriqué. Le bloc de bois et l'écrou qui y est inséré ne servent qu'à installer le prototype dans la chambre anéchoïque.94
- Figure 5.20 : Photographie du réseau-rélecteur installé dans la chambre anéchoïque.95
- Figure 5.21 : Photographie du réseau-rélecteur installé dans la chambre anéchoïque où on voit les mécanismes de rotation affectant la source (à droite) et le dispositif testé (à gauche).95
- Figure 5.22 : Amplitude du S_{11} mesuré pour le réseau-rélecteur ayant son faisceau principal à 0°96
- Figure 5.23 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur mesuré en chambre anéchoïque. Les courts-circuits mobiles ont été placés selon ce qui a été calculé par le script de synthèse de phase afin de générer des faisceaux allant de -45° à 45° par pas de 5°97
- Figure 5.24 : Gain en fonction de θ pour $\phi = 0^\circ$ du réseau-rélecteur mesuré en chambre anéchoïque. Le faisceau est orienté pour pointer vers $\phi = 0^\circ$97

Figure 5.25 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur mesuré en chambre anéchoïque pour le faisceau pointant à 0° . La ligne pleine représente le gain pour la mesure en co-polarisation et la ligne pointillée, celle en contra-polarisation.....	99
Figure 5.26 : Comparaison entre les résultats simulés et les résultats mesurés pour le réseau-réflecteur.....	100
Figure 5.27 : Comparaison entre les résultats de simulation et de mesures pour l'isolation entre la co- et la contra-polarisation.....	101
Figure 6.1 : Schéma d'un guide d'onde à rainure (<i>ridge waveguide</i>).	109

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

HFSS	High Frequency Structure Simulator
HPBW	Largeur à mi-puissance (<i>Half Power Beamwidth</i> en anglais)
MEMS	Microsystèmes électromécaniques
SLL	Niveau des lobes latéraux (<i>Sidelobe Level</i> en anglais)

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Problématique

Depuis le début de l'ère spatiale dans les années 1950, les satellites ont pris une place prépondérante dans la société moderne. Ils servent autant aux prédictions météorologiques utiles pour l'agriculture et la vie quotidienne, qu'à la recherche scientifique à propos de la Terre ou d'objets situés à plusieurs dizaines de millions de kilomètres ou plus, en passant par les services de télécommunications si essentiels à l'économie et aux relations humaines en général.

Actuellement, une bonne part des satellites en orbite terrestre utilise une ou des antennes paraboliques comme méthode de communication. Ces antennes ont l'avantage de fournir un fort gain et de pouvoir transmettre sans introduire de non-linéarités les grandes puissances souvent nécessaires pour fournir des communications à une grande surface terrestre, mais elles ont également le désavantage d'être de grande dimension et potentiellement lourdes, ce qui peut poser problème lors du lancement étant donné le coût prohibitif d'envoi dans l'espace (environ 22 000 \$ par kilogramme en orbite basse [1], [2]) et l'espace limité dans les lanceurs. Leur plus grande faiblesse réside toutefois dans le fait qu'elles ne peuvent pas facilement modifier leur diagramme de rayonnement, ce qui peut être pertinent si une autre zone géographique terrestre devait être illuminée pour des télécommunications ou en applications radars. Les antennes paraboliques ne peuvent généralement qu'être légèrement réorientées de manière mécanique afin d'illuminer une nouvelle zone, tout en conservant le même diagramme de rayonnement. Bien que cela soit préférable à n'avoir aucune reconfigurabilité, l'impossibilité de changer la forme globale de l'illumination réduit les capacités d'un satellite, particulièrement en fin de vie. C'est souvent à ce moment qu'un commanditaire initial de satellite peut vouloir s'en départir et le vendre à un autre utilisateur qui en ferait un autre usage. En intégrant aux antennes d'un satellite la possibilité de modifier appréciablement leur diagramme de rayonnement, les utilités du satellite sont décuplées, rendant ce dernier réutilisable et réduisant par le fait même les coûts et la pollution créés par la fabrication d'un nouveau satellite ou par le gaspillage d'un produit encore potentiellement utile.

Trouver des alternatives pouvant remplir les mêmes fonctions que les antennes paraboliques est donc un aspect pertinent de la recherche dans le domaine des satellites. Idéalement, une antenne de satellite devrait avoir comme caractéristiques tout d'abord une grande fiabilité, puis une faible

consommation de puissance tout en permettant une grande transmission et, si possible, une bonne polyvalence, c'est-à-dire essentiellement une capacité à modifier son diagramme de rayonnement en cours de mission. Certaines technologies pourraient remplir plusieurs de ces caractéristiques intéressantes (voir la revue de littérature de la section 1.3), mais peu arrivent à toutes les remplir.

1.2 Objectifs du mémoire

Compte tenu de la problématique exposée précédemment, ce mémoire a pour objectif de présenter une potentielle option de remplacement aux antennes satellitaires actuelles permettant en plus une reconfigurabilité du diagramme de rayonnement. Pour ce faire, un réseau-réflecteur intégrant des déphaseurs est proposé étant donné la simplicité d'alimentation par rapport à un réseau d'antennes standard (voir les sections 2.1 et 2.2) et la capacité de modifier un diagramme de rayonnement à l'aide de déphasage (voir les sections 2.1 et 2.3).

Dans le but de modifier appréciablement le diagramme de rayonnement, un des objectifs précis que le réseau-réflecteur de ce mémoire doit remplir est la possibilité de faire un balayage progressif de son faisceau principal à l'aide de suffisamment d'états de déphasage dans une plage d'au moins 360° . De plus, le réseau-réflecteur doit avoir une efficacité en termes de puissance transmise sur puissance nécessaire à fonctionnement de plus de 95 %, tendant vers 100 %. Finalement, chaque élément du réseau-réflecteur doit pouvoir supporter des puissances électromagnétiques de l'ordre d'au moins 150 W, c'est-à-dire au moins plus que ce que les transmetteurs de satellites produisent actuellement [3], [4].

1.3 Revue bibliographique

Pour se convaincre de l'utilité de réaliser un réseau-réflecteur remplissant les objectifs présentés précédemment, il est pertinent de mieux saisir où en est la technologie actuelle et passée. Cette section fait donc un tour d'horizon de quelques antennes satellitaires (1.3.1), avant d'aborder un historique des réseaux-réflecteurs (1.3.2) puis de présenter les trois méthodes actives généralement utilisées dans les réseaux-réflecteurs (1.3.3), c'est-à-dire les diodes PIN, les diodes à capacitance variables et les MEMS.

1.3.1 Antennes satellitaires

Bien que le premier satellite envoyé dans l'espace, Spoutnik 1, utilisait quatre antennes de type filaire, la tendance a rapidement changé pour utiliser des antennes à réflecteur parabolique. Afin de prédire le mieux possible les capacités des antennes à l'aide de la théorie, les premières antennes paraboliques avaient leur source directement au point focal d'un réflecteur parabolique ayant une symétrie de rotation. Toutefois, la source (qui est souvent un cornet) bloquant et réfléchissant une partie des ondes réfléchies par le réflecteur [5, p. 1592]. Ainsi, un des premiers développements qui avait pour but d'améliorer les performances des antennes paraboliques a été de développer la théorie permettant d'utiliser un réflecteur non symétrique (c'est-à-dire une alimentation dite offset) une source qui est placée de manière à moins bloquer les réflexions du réflecteur, ce qui a permis de réduire le niveau des lobes latéraux (SLL) facilement sous -25 décibels [5]. En ajoutant une déformation de la surface du réflecteur avant le lancement du satellite ou en ajoutant plusieurs sources, on arrive à donner une forme précise, mais fixe, au diagramme de rayonnement de l'antenne.

Plusieurs types d'antennes paraboliques peuvent être conçus à partir de ces principes afin de régler certains des problèmes mentionnés dans la section 1.1 de ce mémoire. Par exemple, on emploie des matériaux composites de structure hexagonale afin d'alléger la masse du réflecteur [6, p. 44-49] ou on place deux réflecteurs un derrière l'autre, chacun fonctionnant dans une polarisation et étant transparent à l'autre polarisation, ce qui permet effectivement de faire deux antennes en ne prenant que l'espace d'une seule [6, p. 50]. La figure 1.1 présente l'illumination que le satellite INSAT-2E a réalisée en utilisant deux cornets scalaires non centrés illuminant un réflecteur. Ce même satellite possède en transmission un gain de 21,7 dBi, une isolation entre la co- et la contra-polarisation de moins de -30 dB et une puissance de transmission de 450 W environ, le tout dans une plage de fréquence allant de 3,6 à 4,2 GHz [7, p. 20].

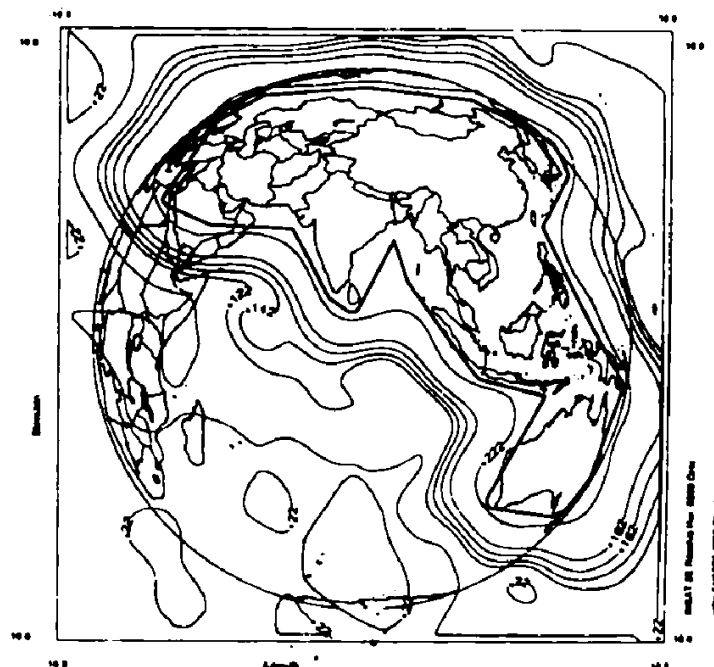


Figure 1.1 : Zone d'illumination en réception du satellite INSAT-2E [7, p. 20].

Comme mentionné précédemment, les antennes paraboliques ont l'avantage de permettre une transmission de puissance conséquente. Par exemple, les satellites Yamal-401 et Yamal-402 ont une charge utile de télécommunication de plus de 10 kW et chaque transmetteur (en bande Ku) peut transmettre jusqu'à 150 W [3], [4].

1.3.2 Réseaux-réflecteurs passifs

Les réseaux-réflecteurs sont un concept datant des années 1960. En effet, le premier réseau-réflecteur documenté date de 1963 et consistait en plusieurs guides d'ondes court-circuités et de longueurs différentes placés de manière à être illuminés par un cornet [8]. Les différentes longueurs de guide d'ondes avaient pour effet d'apporter un déphasage différent d'un élément à l'autre et ainsi de créer un diagramme de rayonnement spécifique selon la longueur des guides d'ondes. Ces travaux ont toutefois été peu utilisés étant donné la basse fréquence de travail de ces années nécessitant de gros et lourds éléments [9, p. 9].

Durant les années 1970, quelques recherches ont été faites à propos des réseaux-réflecteurs, mais ces derniers restaient peu pratiques [9, p. 10]. C'est clairement l'arrivée des technologies microrubans aux alentours de la décennie 1980 qui a provoqué l'essor des réseaux-réflecteurs [9, p. 11]. Il devient alors possible de reproduire plusieurs types d'antennes à réflecteurs et de réseau

d'antennes en utilisant moins d'espace et de masse tout en simplifiant parfois la complexité du système d'alimentation (voir les sections 2.1 et 2.2). Le plus simple modèle de réseau-réflecteur utilisant la technologie microruban est probablement celui utilisant des antennes microrubans fixes et résonantes. Il suffit avec cette technique de concevoir les antennes afin qu'elles résonnent de manière à déphaser l'onde incidente afin de créer le diagramme de rayonnement souhaité. Ce faisant, il est possible de faire des réseaux-réflecteurs ayant des niveaux de lobes latéraux d'environ -30 décibels pour une largeur à mi-puissance d'environ 8° avec 1656 éléments sur le réflecteur à 9,35 GHz [10]. Plus récemment, ce genre de technique simple est utilisé à 28 GHz avec des antennes de forme octogonale placées dans une grille de 30 par 30 cellules. Cette disposition permet un niveau de lobes latéraux de -23,6 dB, un gain de 31,4 dB et une largeur à mi-puissance de 4° [11].

Avec l'augmentation des fréquences de travail permettant de profiter des régions peu utilisées du spectre électromagnétique et du plus haut taux de transfert de données, on voit une recrudescence de l'utilisation des guides d'ondes comme éléments réflecteurs des réseaux-réflecteur, tout comme le premier réseau-réflecteur faisait. Des travaux présentés en 2015 utilisant une grille de 16 guides d'ondes circulaires dans l'axe vertical et 19 dans l'axe horizontal (pour un total de 304 cellules) et fonctionnant à une fréquence centrale de 35 GHz ont donné des niveaux de lobes latéraux de -18 décibels et une largeur à mi-puissance d'environ $4,5^\circ$, le tout à un gain de 30 dBi [12].

1.3.3 Réseaux-réflecteurs actifs

Les réseaux-réflecteurs utilisant des antennes microrubans sont de loin les plus communs [13, p. 17805]. Il est possible de les rendre plus polyvalents en leur intégrant des éléments actifs dont on change les caractéristiques électriques en temps réel de manière à créer un déphasage. Ces éléments actifs sont généralement sous la forme de diodes PIN, de diodes à capacitances variables (*varactor* en anglais) ou de microsystèmes électromécaniques (MEMS). Dans tous les cas, plusieurs techniques de déphasage peuvent être utilisées [14, p. 186], mais toutes les techniques ne sont pas expliquées dans ce qui suit. Il existe plusieurs travaux faits à propos des réseaux-réflecteurs actifs et un aperçu est disponible dans [14].

Dans le cas des diodes PIN, un des principes consiste à ajouter une ligne imprimée aux antennes microrubans et d'insérer une diode PIN séparant cette ligne en deux. En polarisant

positivement ou négativement la diode PIN, on crée effectivement un circuit RL ou un circuit LC, comme le montre la figure 1.2. Cela change l'impédance d'entrée de la ligne de manière à déphaser de 180° ou pas l'onde incidente à l'antenne microruban.

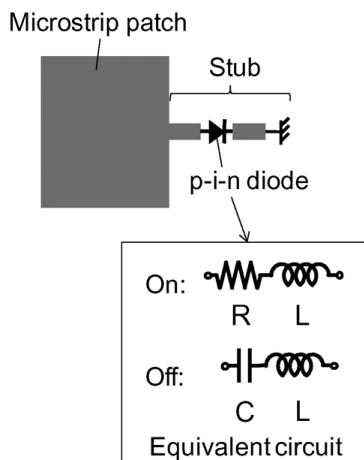


Figure 1.2 : Schéma montrant la fonction et le positionnement d'une diode PIN dans un élément d'un réseau-réflexeur (tirée de [15, p. 2526]).

Un exemple d'utilisation de diodes PIN pour créer un réseau-réflexeur est donné dans [15]. Dans cet article, un réseau-réflexeur contenant 25 600 antennes microrubans et autant de diodes PIN a été réalisé pour une fréquence de 60 GHz. Le réseau-réflexeur a pu créer un faisceau d'entre $0,55^\circ$ et $0,63^\circ$ de largeur en balayant plus de 60° en azimut et en élévation, ce qu'il est possible de faire en environ $28 \mu s$. Le niveau de lobes latéraux est en moyenne de -25 décibels et le gain maximal est de 41 dBi. Chaque élément peut également théoriquement supporter 10 mW, où l'élément limitant est la diode PIN, bien que cette limite ne risque pas d'être atteinte étant donné le grand nombre d'antennes sur le réseau-réflexeur. Cela dit, chaque diode demande 10 mA à 1,8 V lorsqu'elle est activée, ce qui cause une consommation moyenne selon les auteurs de 234 W en tout temps pour l'entièreté du réseau-réflexeur, probablement un des plus grands désavantages de la technique. De plus, chaque diode cause une perte lors de la réflexion de l'onde de 5,3 dB lorsqu'activée, ou de 2,7 dB lorsqu'inactive.

Une autre technique de déphasage consiste à mettre une diode en parallèle entre l'antenne et le plan de masse situé derrière. Cette diode peut alors être activée, ce qui change la longueur ou la largeur effective de l'antenne (étant donné la création d'un court-circuit), affectant à son tour la fréquence et de résonance et donc le déphasage qu'apporte l'antenne. Dans [16], cette technique est utilisée sur un réseau-réflexeur contenant 1600 antennes microrubans pour des fréquences

allant de 10 à 15 GHz. Grâce à cela, le réseau-réflecteur a pu créer un faisceau d'en moyenne 4° de largeur à mi-puissance et balayant 120° en azimut et en élévation. Les gains sont en moyenne de 28 dBi et le niveau de lobes latéraux est de moins de -16 décibels. Dans le cas de ces travaux toutefois, les pertes causées par les diodes sont bien moindres, n'étant que de 0,66 dB.

Des diodes à capacitance variable peuvent également être utilisées pour créer le déphasage nécessaire dans les antennes microrubans. Le principe reste essentiellement le même que dans le cas des diodes PIN, mais la diode à capacitance variable est souvent mise en série avec l'antenne plutôt qu'en parallèle puisque le déphasage est plus grand ainsi. Dans ce cas, l'antenne est séparée en deux moitiés qui sont reliées par les diodes et changer la tension analogiquement sur les diodes change analogiquement la capacitance de ces dernières et, en fin de compte, le déphasage de l'élément. Avec des diodes à capacitances variables, un réseau-réflecteur contenant 30 éléments dans une grille de 5 par 6 éléments et fonctionnant à 5,8 GHz a été réalisé dans [17]. Il a ainsi été possible d'atteindre un gain maximal de 13,3 dBi avec un niveau de lobes latéraux de -9,4 dB et une largeur de faisceau à mi-puissance de 15° , mais avec des pertes de 2,1 dB par élément à cause des diodes, principalement. Il est intéressant de noter que malgré le petit nombre d'éléments, le faisceau a pu être balayé sur une grande plage et avec une bonne précision étant donné le contrôle analogique du déphasage.

Les MEMS sont une technologie qui pourrait permettre de contourner les problèmes de haute consommation de puissance et de hautes pertes des diodes PIN et à capacitance variable. Toutefois, comparativement aux technologies à état solide comme les diodes, les MEMS ne sont pas une technologie ayant atteint sa pleine maturité, puisqu'utilisée appréciablement depuis moins de trois décennies. Ces microsystèmes ont tout de même commencé à être utilisés dans des réseaux-réflecteurs, comme il est décrit dans [18]. Dans cet article, les auteurs ont créé un réseau-réflecteur de 100 éléments sous forme d'antennes microrubans du même genre que [15]. Les diodes PIN sont toutefois remplacées par 90 MEMS intégrés au substrat (10 antennes ne sont donc pas reconfigurables). Les pertes d'insertion des MEMS sont d'environ 0,25 dB, ce qui est bien moindre que dans le cas des diodes PIN ou à capacitance variable, mais en contrepartie, la tension d'actuation des MEMS est relativement élevée : 35 V, comparativement à 1,8 V comme dans [15]. Le réseau-réflecteur ainsi réalisé fonctionne à 26,5 GHz et peut être balayé sur au moins 40° et présente un gain de 11,42 dBi, un niveau de lobes latéraux de -10 dB et une largeur à mi-puissance de 10° en pointant le faisceau vers 0° et 13° en pointant vers 40° . Le prototype présenté dans

l'article n'est toutefois qu'une preuve de concept et de meilleures performances peuvent probablement être obtenues à mesure que la technologie mature et que plus d'expérimentations utilisent les MEMS.

1.4 Structure du mémoire

Maintenant que la problématique et les objectifs du mémoire ont été présentés et que les techniques les plus souvent utilisées pour réaliser des réseaux-réflecteurs l'ont également été, voici comment ce mémoire se structure afin d'exposer la solution proposée pour répondre aux objectifs.

On mentionne d'abord afin de clarifier certains éléments qui suivront dans le mémoire que ce projet est le fruit d'une série de travaux déjà entamés par le professeur Jean-Jacques Laurin et son équipe. Ainsi, certaines choses, comme la taille des guides d'ondes utilisés et la forme générale du réseau-réflecteur final ainsi que la fréquence de travail, ont été préalablement déterminées ou fabriquées par d'autres personnes que l'auteur. C'est pourquoi, afin d'éviter de recommencer les démarches et la fabrication, certaines des décisions qui ont été prises avant le début de ce mémoire n'ont pas été modifiées. Cela sera mentionné dans le texte lorsque ce sera le cas.

Cela étant dit, le chapitre 2 décrit les bases théoriques qui peuvent être utiles pour bien comprendre la suite du mémoire. On y traite ainsi des réseaux d'antennes, des réseaux-réflecteurs, des déphaseurs et du déphasage, de la haute puissance dans les guides d'ondes ainsi que de divers aspects mécaniques et électroniques.

Le chapitre 3 expose par la suite un prototype initial de cellule unique de réseau-réflecteur qui, bien qu'il eût été abandonné, a permis de peaufiner le prototype final. On présente d'abord le principe de fonctionnement du prototype à feuille ferromagnétique, puis on le décrit physique plus en détail avant d'expliquer, dans la discussion, ses avantages et ses désavantages.

Dans le chapitre 4, le prototype retenu pour réaliser une cellule du réseau-réflecteur est présenté. On explique en premier le principe de fonctionnement de ce prototype puis on énumère ses caractéristiques physiques. Les résultats de simulation et de mesures réelles sont ensuite respectivement présentés avant d'être comparés.

On passe ensuite au traitement du réseau-réflecteur complet dans le chapitre 5. On commence avec une section de théorie pour expliquer certains de ses aspects, puis on présente plus spécifiquement le réseau-réflecteur conçu et ses caractéristiques physiques. Tout comme dans le

chapitre précédent, des résultats de simulation sont donnés avant ceux réalisés en chambre anéchoïque, puis les deux types de résultats sont comparés. Le chapitre se conclut par une comparaison entre le réseau-réflecteur réalisé dans ce mémoire et les solutions présentement généralement utilisées commercialement.

Finalement, dans le chapitre 6, la conclusion apporte quelques applications possibles aux travaux de ce mémoire et propose des pistes d'amélioration et travaux futurs.

CHAPITRE 2 THÉORIE ET CONCEPTS UTILES

Dans la section qui suit, on présente certaines bases de théorie qui pourraient être utiles pour la compréhension du projet exposé dans ce mémoire. Cette section ne se veut pas être une introduction aux différents aspects de la théorie électromagnétique, mais plutôt un survol afin d'établir quelques bases sur lesquelles travailler. Afin d'aller plus en profondeur dans les sujets brièvement présentés dans ce chapitre, les références [19] et [20] sont particulièrement recommandées.

2.1 Réseaux d'antennes

Un réseau d'antennes est simplement plusieurs antennes identiques émettant (ou recevant) à l'unisson afin de créer un diagramme de rayonnement différent de ce que chaque antenne peut faire individuellement. Ces diverses antennes composant un réseau sont appelées sans distinction éléments ou cellules dans ce mémoire. Par exemple, alors qu'on peut arriver à balayer une zone à l'aide d'une seule antenne qui est bougée mécaniquement, un réseau d'antennes peut faire le même balayage en changeant simplement la phase du signal alimentant diverses antennes, appelées éléments ou cellules. Cela permet généralement d'éliminer de complexes et coûteux systèmes mécaniques pour les grosses antennes, notamment.

Parmi les avantages des réseaux d'antennes par rapport aux antennes seules, on retrouve des coûts moindres pour plusieurs applications, une vitesse de balayage plus rapide (de l'ordre des nanosecondes dans certains cas [21, p. 25]), la possibilité d'avoir plus d'un faisceau ainsi qu'un plus grand gain et une plus grande polyvalence en termes de géométrie (comme la possibilité de faire d'une surface non plane une base possible pour les éléments du réseau) [20, p. 271]. En termes de désavantage, on note particulièrement une augmentation de la complexité des circuits d'alimentation puisqu'il faut pouvoir contrôler la phase ou l'amplitude, voire les deux.

Dans un réseau composé d'éléments identiques, selon Balanis [22, p. 249], cinq facteurs peuvent être contrôlés afin d'influencer le diagramme de rayonnement total du réseau, comme le montre la figure 2.1 :

- 1) la configuration géométrique générale du réseau (entièrement de la figure);
- 2) la distance relative entre les éléments (d_m);

- 3) l'amplitude d'excitation de chaque cellule (résistances variables);
- 4) la phase d'excitation de chaque élément (cercles fléchés) et
- 5) le diagramme de rayonnement relatif de chaque cellule (formes grises au-dessus des antennes).

Le cinquième aspect est explicable par le fait que chaque élément d'un réseau a son propre diagramme de rayonnement, donc, comme les différents éléments d'un réseau travaillent à l'unisson, le changement du diagramme de rayonnement d'un ou de plusieurs éléments aura un impact sur l'ensemble du réseau. On note que bien que chaque élément du réseau soit identique, un couplage modifiant l'impédance entre chaque cellule se produit dans un réseau d'antennes. Ainsi, malgré que les éléments du réseau soient géométriquement identiques, l'impédance mutuelle vient personnaliser le diagramme de rayonnement de chaque cellule.

Les quatre premiers facteurs de la liste précédente peuvent s'expliquer mathématiquement par l'équation (2-1) qui lie le facteur de réseau AF , c'est-à-dire le diagramme de rayonnement du réseau si toutes ses cellules étaient des antennes isotropes, à l'excitation I_m (un courant ayant une amplitude et une phase) et le déphasage ξ_m causé par la position de chaque élément dans l'espace [20, p. 272] :

$$AF = I_0 e^{j\xi_0} + I_1 e^{j\xi_1} + I_2 e^{j\xi_2} + \dots \quad (2-1)$$

Si on pose que $\xi_m = k_0 \vec{d}_m \cdot \hat{r}$, c'est-à-dire que la phase sur un élément du réseau est égale au nombre d'onde k_0 multiplié par la projection de vecteur position de l'élément m , \vec{d}_m sur le vecteur unitaire pointant dans la direction d'observation (ou de l'origine du signal si c'est le réseau fonctionne en réception). On note que les coordonnées sphériques sont souvent utiles dans les calculs concernant les antennes, ce qui donne que $\hat{r} = \sin \theta \cos \varphi \hat{x} + \sin \theta \sin \varphi \hat{y} + \cos \theta \hat{z}$. Également, afin de simplifier les démarches qui suivent, on suppose un réseau dont les éléments sont alignés sur l'axe z et on pose la phase de l'élément 0 comme étant nulle. Le récepteur étant à un angle θ par rapport à l'axe x , on constate qu'étant donné que la distance parcourue par l'onde émanant de l'élément m du réseau et atteignant le récepteur est plus faible que celle atteignant l'élément 0, sa phase sera différente d'une quantité indiquée dans l'équation (2-2). La figure 2.1 présente la situation décrite.

$$\xi_m = k_0 d_m \cos \theta \quad (2-2)$$

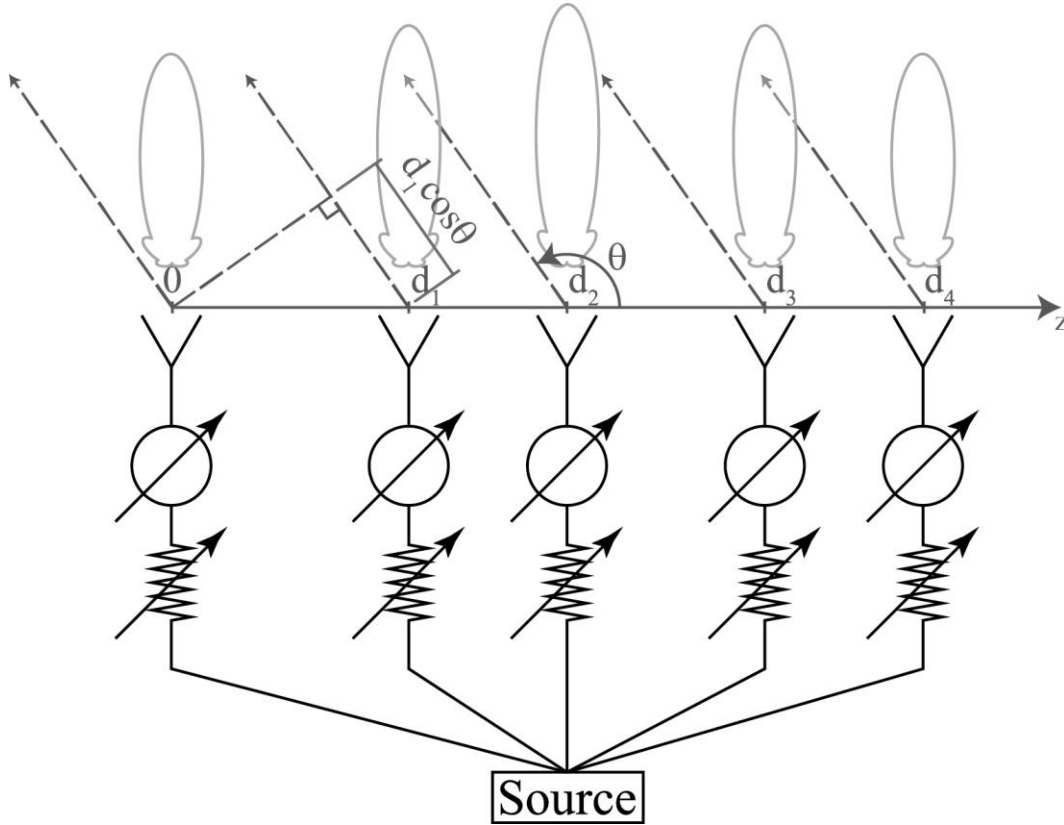


Figure 2.1 : Schéma aidant à comprendre un réseau d'antennes linéaire.

En conjuguant ce résultat avec l'équation (2-1), on trouve l'équation (2-3) donnant le facteur de réseau d'un réseau d'antennes situées sur une ligne.

$$AF = I_0 + I_1 e^{jk_0 d_1 \cos \theta} + I_2 e^{jk_0 d_2 \cos \theta} + \dots \quad (2-3)$$

Cette dernière équation permet d'expliquer les facteurs 1 à 4 donnés par Balanis : d_m donne la configuration géométrique des éléments du réseau et donc du réseau lui-même (facteur 1), de même que la distance entre les éléments (facteur 2) et I_m caractérise l'excitation autant en amplitude qu'en phase des cellules du réseau (facteurs 3 et 4).

On note que de manière générale, changer l'amplitude de l'excitation I_m des cellules affecte majoritairement le niveau des lobes secondaires. Généralement, plus l'amplitude diminue graduellement du centre vers les éléments du côté, plus les lobes secondaires sont faibles, mais plus le faisceau principal est large. Finalement, pour comprendre physiquement comment fonctionne le

pointage d'un réseau d'antennes, il faut réfléchir en termes de phase. En effet, le pointage est causé par un effet d'interférences constructives maximisées dans la direction du faisceau et destructives idéalement partout ailleurs.

2.2 Réseaux-réflecteurs

Un réseau-réflecteur est une catégorie de réseau d'antennes. Par contre, au lieu d'alimenter tous les éléments du réseau avec une structure d'alimentation utilisant un circuit complexe de lignes de transmission, l'excitation de chaque élément est réalisée par une onde en propagation émise par une antenne de petite taille, typiquement un cornet.

Par rapport à une antenne seule, un réseau-réflecteur présente les mêmes avantages qu'un réseau d'antennes. Ainsi, il est pertinent de traiter des avantages et des désavantages des réseaux-réflecteur par rapport aux réseaux d'antennes standards. En effet, les réseaux-réflecteur ont comme principal avantage d'éviter les complexes systèmes d'alimentation des réseaux d'antennes puisqu'une seule source a besoin d'être alimentée, réduisant ainsi la complexité, le coût et les pertes par rapport à un réseau d'antennes directement alimentées. De plus, la plus grande simplicité des réseaux-réflecteur fait en sorte qu'on peut mettre beaucoup d'éléments dans le réseau, ce qui permet une plus grande liberté dans la forme du faisceau généré [9, p. 3-4].

Le principal désavantage des réseaux-réflecteur est que la largeur de bande est généralement plus limitée que celle des autres réseaux d'antennes et des antennes paraboliques, les deux types d'antennes que les réseaux-réflecteurs tentent de remplacer [9, p. 4-5]. Effectivement, chaque élément d'un réseau-réflecteur possède sa propre largeur de bande. Ainsi, même si la source possède une plus grande largeur de bande, cette dernière sera limitée par celle des éléments réflecteurs. C'est souvent un problème puisque la majorité des réseaux-réflecteur possède des éléments en ligne microruban qui ont une largeur de bande généralement de moins de 10 %. Un autre aspect limitant la largeur de bande totale d'un réseau-réflecteur provient de la différence de distance séparant les éléments les plus proches de la source des éléments les plus éloignés de la source. En effet, contrairement à un réflecteur parabolique où la distance, et donc le déphasage, entre la source et le plan d'ouverture de l'antenne est toujours la même, les réseaux-réflecteurs plans doivent utiliser leurs cellules pour changer la phase des ondes réfléchies afin qu'elle soit la

même après réflexion. Ce changement de phase peut se faire de plusieurs façons, comme expliqué dans la section 2.3 qui suit.

En lien avec l'explication donnée, on trouve plus de détails sur les réseaux-rélecteurs dans la littérature, notamment dans [9], mais un résumé de leur principe de fonctionnement est présenté dans ce qui suit. On considère la figure 2.2 suivante qui représente un réseau-rélecteur de manière générale. Dans cette figure, S représente la source, \vec{r}_m la position de l'élément m du réseau-rélecteur par rapport à la source et l'indice b est mis pour indiquer qu'il s'agit du faisceau principal émis par le réseau-rélecteur.

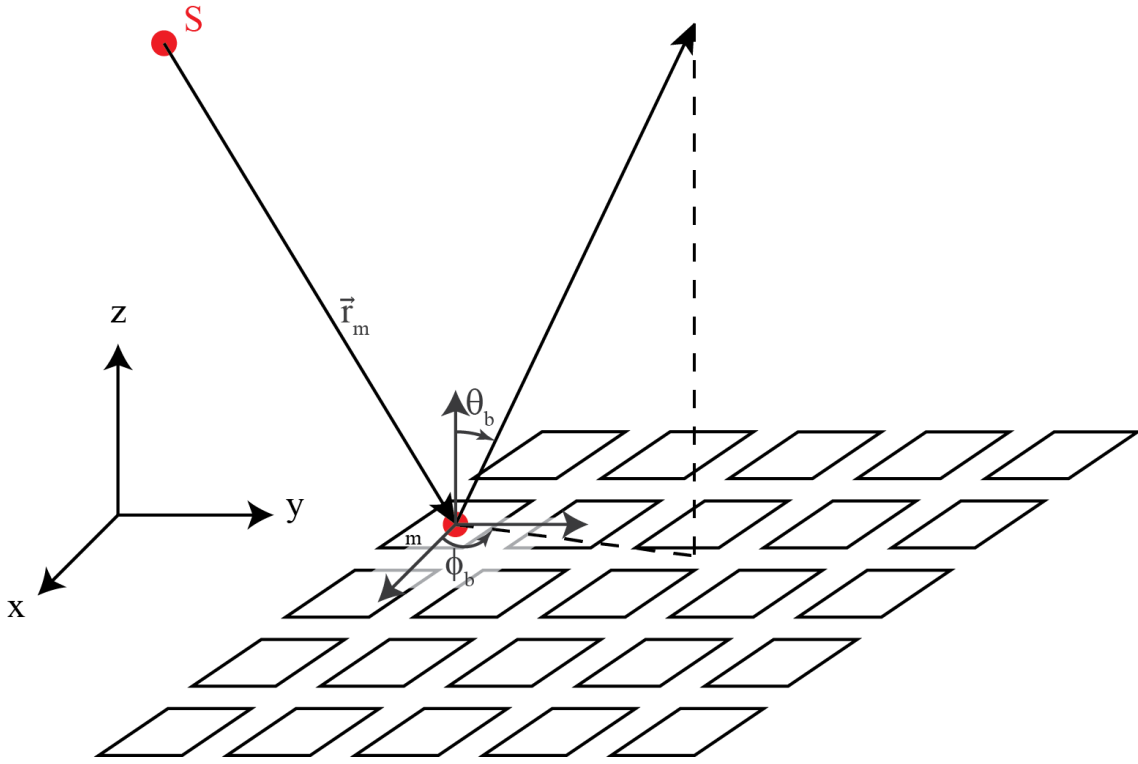


Figure 2.2 : Schéma général d'un réseau réflecteur.

La phase ϕ_m nécessaire à l'élément m du réseau-rélecteur afin de créer un faisceau dans la direction (θ_b, ϕ_b) en coordonnées sphériques est basée sur le phénomène d'interférence constructive des ondes provenant des éléments du réseau. Sachant entre autres choses cela, on arrive à trouver l'équation (2-4) tirée de [9, p. 34].

$$\phi_m(x_i, y_i) = -k_0 \sin(\theta_b) \cos(\phi_b) x_m - k_0 \sin(\theta_b) \sin(\phi_b) y_m \quad (2-4)$$

où k_0 est la constante de propagation dans le vide et (x_m, y_m) sont les coordonnées cartésiennes de l'élément m du réseau-rélecteur. Cela dit, le réseau-rélecteur ne fait que réfléchir une onde, il ne la crée pas. Il faut donc connaître la phase de l'onde générée par la source S et incidente à un élément m du réseau-rélecteur ϕ_{i_m} , ce qui est détaillé dans l'équation (2-5).

$$\phi_{i_m}(x_m, y_m) = k_0 \|\vec{r}_m\| \quad (2-5)$$

Connaissant la phase incidente à une cellule (équation (2-5)) et la phase devant en sortir après réflexion (équation (2-4)) on trouve le déphasage que la cellule doit apporter ϕ_{c_m} avec l'équation (2-6).

$$\phi_{c_m} = -\phi_{i_m} + \phi_m = -\phi_{i_m} + k_0(x_m \cos(\phi_b) + y_m \sin(\phi_b)) \sin(\theta_b) \quad (2-6)$$

L'équation (2-6) fonctionne pour un réseau-rélecteur dont les cellules sont disposées sur un plan. Or, si toutes les cellules sont sur une ligne, on peut simplifier l'équation (2-6) en posant y_m comme nul, ce qui donne l'équation (2-7).

$$\phi_{c_m} = -\phi_{i_m} + k_0 x_m \cos(\phi_b) \sin(\theta_b) \quad (2-7)$$

2.3 Déphaseur et déphasage

Comme mentionné dans la section 2.1, il est souvent intéressant de pouvoir modifier la phase d'une onde dans un système, notamment afin de contrôler le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes. Pour ce faire, on part de la solution à l'équation d'onde pour le champ électrique donnée dans l'équation (2-8).

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cos(\omega t - \vec{k} \cdot \vec{r} + \phi_0) \quad (2-8)$$

La phase étant l'argument du cosinus, trouve quels paramètres peuvent être modifiés pour créer un déphaseur à une fréquence donnée et à une distance donnée de la source (représentée par \vec{r}) : la fréquence ω , le temps t , le milieu de propagation ($\vec{k} = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ en supposant un milieu isotrope), la distance \vec{r} et l'angle de phase ϕ_0 . Tout d'abord, on note que bien que la fréquence puisse être changée relativement aisément, la majorité des applications demande une utilisation à une

fréquence précise, ce qui rend son changement futile. Le temps de propagation peut également être modifié, mais faire cela est difficile dans un réseau-rélecteur, donc cet aspect n'est pas abordé ici.

En ce qui a trait à l'angle de phase, ce facteur est généralement influencé par l'ajout d'éléments capacitifs ou inductifs. C'est ce qui est fait dans le cas des réseaux-rélecteurs utilisant des diodes ou autres éléments actifs. Le problème avec cette méthode de déphasage est qu'elle ne fonctionne bien que sur une faible bande de fréquences puisque les éléments inductifs et capacitifs ont une impédance dépendant de la fréquence.

Le troisième facteur pouvant être changé pour créer un déphaseur est le milieu de propagation ou, plus précisément, la perméabilité ou la permittivité du milieu. L'avantage de faire cela est que ces deux paramètres sont peu dépendants de la fréquence de l'onde, à moins d'être à un point de résonance, ce qui est généralement évitable en choisissant un bon matériau. Ainsi, un déphaseur modifiant le milieu de propagation est habituellement assez large bande. En contrepartie, modifier le milieu de propagation n'est pas simple et demande généralement beaucoup de puissance [21, p. 25] en plus d'être généralement un milieu de propagation créant beaucoup de pertes.

L'option restante consiste à ajuster la distance \vec{r} entre la source et l'élément du réseau-rélecteur. Cette manière de faire n'est pas toujours facile à mettre en pratique puisqu'elle demande une modification physique de l'espace occupé par un élément rélecteur, mais elle est conceptuellement aisée à comprendre et n'est pas limitée en fréquence.

2.4 Haute puissance dans les guides d'ondes

Les guides d'ondes métalliques, lorsqu'ils transmettent des ondes à des fréquences qui leur sont convenables, présentent très peu de pertes puisqu'il n'existe essentiellement que des pertes causées par le conducteur α_c et par le diélectrique α_d , comme le montrent respectivement les équations (2-9) et (2-10) suivantes (tirées de [19, p. 115, 117]). On note que α_c présentée ici n'est valide que pour un guide d'ondes transmettant un mode TE₁₀.

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \quad (2-9)$$

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad (2-10)$$

où R_s est la résistance de surface du conducteur, a et b sont la largeur et la hauteur intérieures du guide d'ondes, β est la constante de phase, k est le nombre d'onde guidé, η , l'impédance intrinsèque dans le guide d'ondes et $\tan \delta$ est la tangente de pertes du diélectrique emplissant le guide d'ondes. En mettant des valeurs réelles dans les équations précédentes, on constate effectivement que les pertes dans un guide d'ondes WR-90 en aluminium rempli d'air entre 9 GHz et 10 GHz sont de l'ordre de 3 ou 4 % par mètre.

De plus, les guides d'ondes métalliques n'étant généralement composés que d'air et de métal conducteur, on peut y transmettre une puissance très élevée. Théoriquement, la puissance maximale qu'on peut injecter dans un guide d'ondes est simplement limitée par la tension de claquage du diélectrique composant le guide d'ondes. Ainsi, dans le cas de l'air qui a une tension de claquage d'environ 3 MV/m [19, p. 160], on trouve la puissance théorique qu'il est possible de transmettre dans un guide d'ondes transmettant seulement son mode fondamental à l'aide de l'équation (2-11), adaptée de [19, p. 112 et 114].

$$P_{10} = \frac{ab \operatorname{Re}(\beta)(3 \times 10^6)^2}{4\omega\mu} \quad (2-11)$$

On note toutefois que la valeur de 3 MV/m mentionnée n'est valide qu'à une pression standard et sur des distances macroscopiques. En effet, lorsque les distances deviennent de l'ordre du micromètre ou même du millimètre ou que la pression ou la température changent suffisamment [23], d'autres effets entrent en ligne de compte et peuvent réduire la tension de claquage (l'effet Paschen [23] et la décharge de Townsend [24] sont deux exemples de ce genre de phénomène).

De plus, la puissance que peut transmettre continuellement un guide d'ondes en pratique est inférieure à la puissance théorique. En effet, les pertes ohmiques dans le guide d'ondes vont généralement le faire chauffer au point de le rendre inutilisable. Ainsi, à moins d'activement refroidir le guide d'ondes, c'est cette puissance qui est la limite dans un guide d'ondes. Cela dit, bien que cette dernière soit difficile à évaluer précisément sans faire d'analyse thermodynamique assez poussée, on note que la puissance continue qu'on peut injecter dans un guide d'ondes est malgré tout de l'ordre de la centaine, voire du millier de watts, puisqu'il n'y a que 1 ou 2 % de

pertes dans un guide d'ondes, comme mentionné au début de cette sous-section. Cette puissance est tout de même nettement supérieure aux 150 W visés dans ce mémoire.

Un autre problème pouvant survenir à haute puissance est l'intermodulation. La plus commune est celle qui est créée par des systèmes actifs, par exemple lors de l'amplification d'un signal [19, p. 513-518]), mais l'intermodulation la plus importante pour ce mémoire est l'intermodulation passive. Dans ce cas, si deux ondes ayant une fréquence différente mais presque identique sont introduites dans un système passif, les interactions physiques entre les diverses composantes du système risquent fort de créer de l'intermodulation ayant un impact aux fréquences où le système est utilisé. Des exemples d'interactions physiques peuvent inclure de simples contacts médiocres entre métaux, des contacts entre métaux dissimilaires, des variations dans la structure du système à cause de changements thermiques, etc. [25, p. 35] Mathématiquement, l'intermodulation peut être décrite en considérant N fréquences numérotées de f_1 à f_N . La fréquence obtenue par intermodulation f_o est donnée par l'équation (2-12) qui suit, où m_i sont des entiers [26, p. 21], [27, p. 550].

$$f_o = \sum_{i=1}^N m_i f_i \quad (2-12)$$

On constate avec cette équation que certaines combinaisons de sommation donnent une fréquence f_o qui peut être près d'un ou de plusieurs f_i , ce qui peut causer problème. Par exemple, pour deux fréquences f_1 et f_2 , on trouve une possibilité de produit d'intermodulation montrée dans l'équation (2-13).

$$f_o = 2f_1 - f_2 \quad (2-13)$$

Dans le cas où f_1 et f_2 sont rapprochées, par exemple pour respectivement 9,2 GHz et 9,3 GHz, on trouvera un f_o de 9,1 GHz, une fréquence qui peut être incluse dans la bande passante d'un récepteur cherchant à acquérir un signal à 9,2 ou 9,3 GHz, ou pire encore, à 9,1 GHz.

Il est difficile d'évaluer la puissance relative des fréquences obtenues par intermodulation passive, contrairement à l'intermodulation générée dans un amplificateur [25], [28]. Cela dit, en général, le produit d'intermodulation a une puissance plus faible que les fréquences f_1 à f_N , mais croît plus rapidement en fonction de la puissance, au point où le produit d'intermodulation peut

éventuellement polluer les signaux principaux à un niveau inacceptable. L'intermodulation est donc un facteur dont il faut tenir compte lorsqu'on utilise des puissances très élevées de plusieurs centaines ou milliers de watts (selon les mesures prises pour atténuer ce problème lors de la conception du système) [28].

2.5 Hystérésis

L'hystérésis est un phénomène physique relativement commun où un système a « (1) de multiples points d'équilibres stables et (2) des dynamiques qui sont considérablement plus rapides que l'échelle de temps à laquelle les entrées sont variées. [29] » Ainsi, un système affecté par l'hystérésis aura un état fonction de son historique. Par exemple, les bits enregistrés sur un disque dur d'ordinateur sont conservés grâce à l'hystérésis. Dans ce cas, un champ magnétique est appliqué par une tête d'écriture sur un domaine magnétique du disque dur afin de donner une orientation au champ magnétique du domaine, l'orientation correspondant à un 1 ou un 0. Une fois le champ magnétique de la tête d'écriture retiré, le domaine magnétique conserve la même orientation, et ce, jusqu'à ce que la tête d'écriture vienne de nouveau affecter le domaine magnétique. La conservation de l'orientation du champ magnétique du domaine en l'absence de champ magnétique externe est une forme d'hystérésis.

En pratique, l'hystérésis se trouve dans une panoplie de systèmes physiques, allant de mécanismes de régulation de gènes aux bascules de Schmidt communes en électronique [29]. On représente généralement l'hystérésis à l'aide d'une courbe ayant les entrées du système en x et les sorties en y , comme sur la figure 2.3.

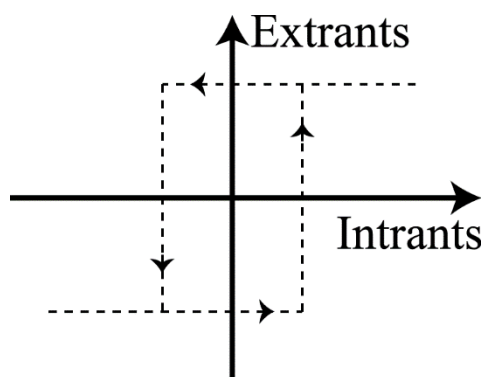


Figure 2.3 : Exemple de courbe d'hystérésis.

2.6 Composants électroniques

Les dispositifs présentés dans ce mémoire utilisent divers composants électroniques et il est important de comprendre leur fonctionnement général afin de mieux saisir celui des prototypes présentés. C'est donc de ces composants électroniques qu'il est brièvement question dans cette section.

2.6.1 Moteurs pas-à-pas

Cette sous-section est fortement inspirée de la section 14.5 de [30]. Un moteur pas-à-pas (*stepper motor*, en anglais) est un type particulier de moteur électrique. Ces moteurs ont comme particularité de pouvoir fournir un fort couple à faible vitesse et de pouvoir être contrôlés avec précision en termes de quantité de rotation (selon le moteur, on peut aller d'un maximum de 90° par pas, jusqu'à un minimum $0,72^\circ$ par pas), à condition d'utiliser un étage de commande. Ce type de moteur est ainsi utilisé pour des applications basse vitesse demandant de la précision, par exemple dans les imprimantes ou dans les télescopes afin de suivre les étoiles.

Les moteurs pas-à-pas fonctionnent en alimentant en alternance des paires de bobines de fil (stator), ce qui crée un champ magnétique attirant ou repoussant un rotor dentelé ferromagnétique ou aimanté (voir la figure 2.4). Afin de contrôler cette alimentation des paires de bobines, il faut utiliser un étage de commande, comme expliqué dans la section suivante.

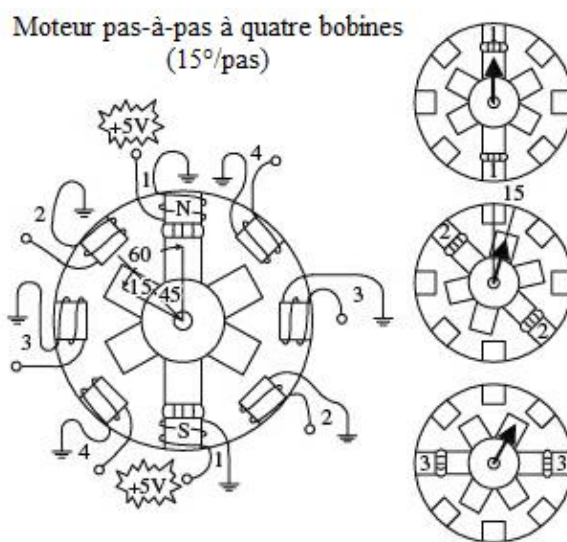


Figure 2.4 : Schéma général d'un moteur pas-à-pas (traduit de [30, p. 919]).

2.6.2 Étage de commande (*driver*)

Un étage de commande (*driver*, en anglais) pour moteur pas-à-pas est essentiellement un circuit contrôlant la quantité de courant dans les bobines du moteur ainsi que la séquence d'activation des bobines par le courant.

Ainsi, le contrôle de la quantité de courant se fait généralement, dans le cas des moteurs pas-à-pas bidirectionnels, par un pont en H. Une autre partie de l'étage de commande utilise un signal d'horloge pour générer la bonne séquence d'activation des éléments du pont en H et ainsi contrôler la bonne marche du moteur.

Plus de détails sont disponibles à propos de l'étage de commande d'un moteur pas-à-pas dans les sections 14.7 et 14.8 de [30].

CHAPITRE 3 CONCEPT DE CELLULE À FEUILLE FERROMAGNÉTIQUE MOBILE

Bien que quelques systèmes changeant la phase d'une onde dans un guide d'ondes en utilisant des parois mécaniquement actionnées aient déjà été créés (voir [31] par exemple), peu de systèmes permettent un contrôle analogique de la phase. Tirer profit de ce manque de système analogique de changement de phase, particulièrement à haute puissance, est ce que le prototype initial de ce mémoire a tenté de faire. Malgré que ce prototype ait été abandonné pour les raisons expliquées dans la section finale de ce chapitre, plusieurs enseignements et certaines réalisations ont eu des impacts concrets sur la suite des travaux de ce mémoire et c'est pour cette raison que ce chapitre est consacré à ce prototype.

Ce chapitre présente tout d'abord le principe de fonctionnement du prototype à feuille ferromagnétique (3.1), puis il le décrit (3.2), notamment du point de vue des contacts électriques en son sein (3.2.1), des matériaux utilisés (3.2.2), de la forme prise par la feuille ferromagnétique (3.2.3) et des différentes méthodes de contrôle envisagées (3.2.4 et 3.2.5). Quelques résultats de simulation et de mesures sont ensuite présentés (3.3) avant de terminer le chapitre avec une discussion sur les avantages et les désavantages de la méthode pour aider à comprendre son abandon (3.4).

3.1 Principe de fonctionnement

Tout d'abord, pour avoir une bonne idée de la façon dont s'insère le concept de ce chapitre dans le réseau-rélecteur final, la figure 3.1 présente le réseau-rélecteur fabriqué vu du haut. Le point 1 représente la source (un cornet) illuminant 19 cellules qui servent de déphaseurs au réseau-rélecteur (point 2). Ces 19 cellules sont des guides d'ondes à l'intérieur desquelles on aurait pu trouver une feuille ferromagnétique mobile, comme présentée dans ce chapitre, mais où on trouve plutôt ce qui est présenté dans le chapitre 4. Le point 3 est l'ouverture d'où est émis le faisceau principal du réseau-rélecteur dont l'angle est contrôlé par les 19 déphaseurs. On note que ce réseau-rélecteur final est présenté en détail dans le chapitre 5.

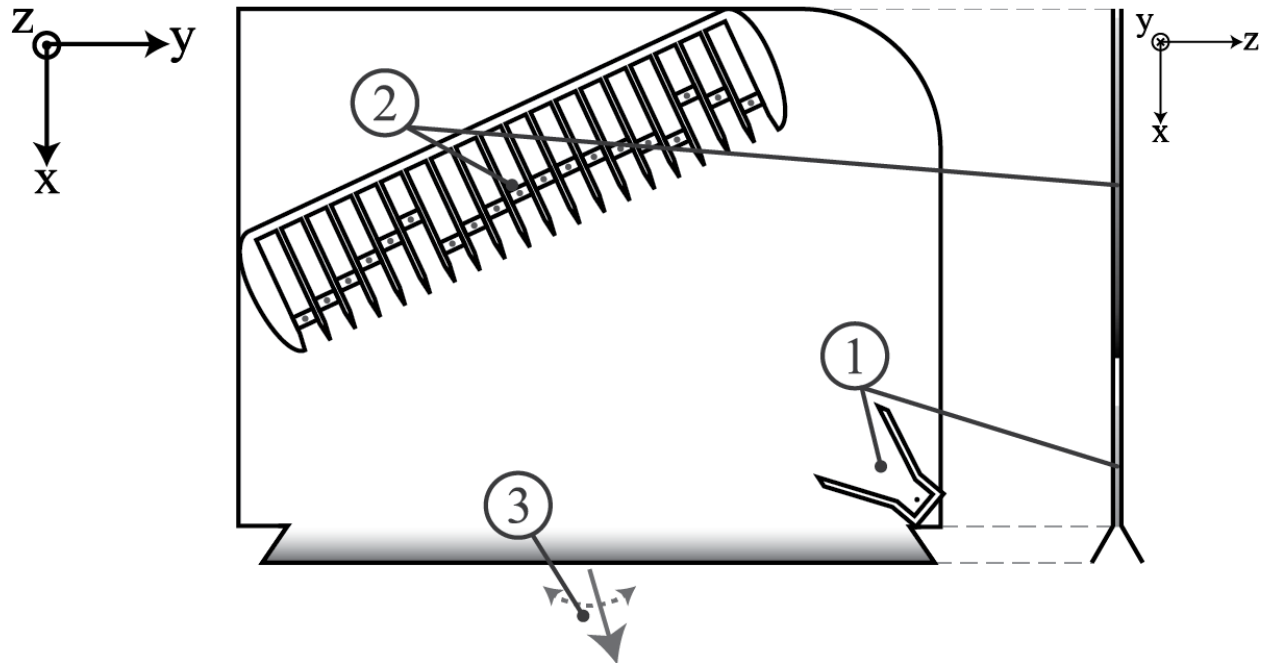


Figure 3.1 : Illustration du réseau-réflecteur final. Le point 1 est la source, le point 2 est les 19 déphaseurs et le point 3 est le faisceau principal dont l'orientation est contrôlée.

L'idée générale d'une cellule du réseau-réflecteur de ce mémoire est d'avoir un court-circuit mobile et contrôlable à l'intérieur de chaque guide d'ondes. Ce court-circuit modifie la durée de parcours de l'onde et, par le fait même, la phase de l'onde réfléchi à un point précis. Idéalement, on souhaite également autant que possible éviter d'introduire des corps non essentiels dans le guide d'ondes lui-même afin à la fois de minimiser la complexité du processus de fabrication et d'assemblage et aussi de rendre le système aussi simple que possible en termes électromagnétiques (pour éviter des résonances indésirables, par exemple).

Pour réaliser le changement de phase, une feuille de matériau ferromagnétique flexible, du même genre que ce qu'on retrouve dans le cœur de certains transformateurs et moteurs à induction afin de faire un circuit magnétique, est placée dans un guide d'ondes de manière à ce qu'elle réfléchisse l'onde entrant dans le guide d'ondes, tout en s'assurant qu'un champ magnétique externe puisse changer la forme de la feuille. En connaissant bien le comportement de la forme de la feuille, on arrive à déplacer le court-circuit. Un certain déphasage peut alors être introduit entre une onde entrant dans un guide d'ondes et la même onde sortant du guide d'ondes après réflexion sur le court-circuit mobile, ce qui est souhaitable pour les éléments composant un réseau-réflecteur. La figure 3.2 illustre le fonctionnement du concept.

Le prototype consiste simplement en une feuille ferromagnétique (voir les sous-sections 3.2.2 et 3.2.3) agissant comme court-circuit et d'un système de contrôle de la forme de la feuille utilisant des champs magnétiques statiques (voir les sous-sections 3.2.4 et 3.2.5), en plus du guide d'ondes lui-même (détailé à la section 3.2).

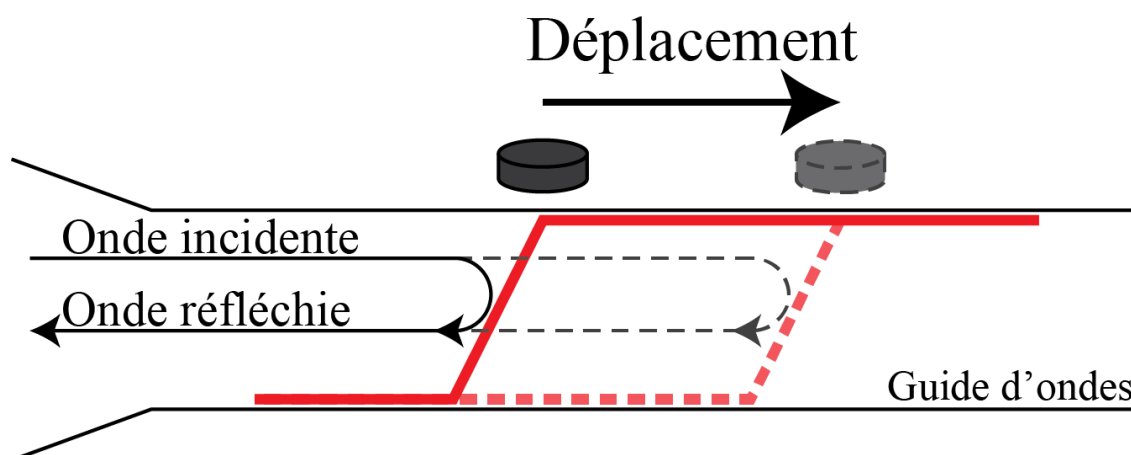


Figure 3.2 : Illustration du principe de fonctionnement du prototype à feuille ferromagnétique. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et le cylindre gris foncé sur le dessus est un aimant (soit permanent ou un électroaimant).

3.2 Description physique

Afin de pouvoir facilement s'adapter aux équipements de tests disponibles, la cellule de test doit avoir des ports de taille standard, mais elle doit également contenir les dimensions des cellules du réseau-rélecteur du prototype final, ces dernières étant de taille non standard. Cette taille non standard des cellules du réseau-rélecteur final a notamment pour but d'optimiser la taille du réseau-rélecteur. Ainsi, afin de conjuguer le besoin d'avoir une taille standard de ports de guide d'ondes et le besoin d'avoir un guide d'ondes des mêmes dimensions que les cellules du réseau-rélecteur, la cellule servant au développement du déphaseur a été fabriquée avec des ports d'entrées de standard WR-90 suivis d'évasement avant d'atteindre les dimensions de cellules du réseau-rélecteur. Un schéma contenant les dimensions du guide d'ondes de la cellule de test est donné dans la figure 3.3. Le choix du standard WR-90 découle d'un projet antérieur du groupe de recherche du professeur Jean-Jacques Laurin portant sur le développement d'une antenne radar fonctionnant à 9,4 GHz. Le principe développé à l'aide de ce guide est bien sûr transposable à d'autres tailles de guides d'ondes, par exemple pour la bande Ku utilisée sur les satellites

géostationnaires de transmission de télévision. Conséquemment, les cellules du réseau-rélecteur avaient des dimensions de 18 mm de largeur par 6,69 mm de hauteur afin d'avoir une taille aussi petite que possible (et donc un nombre aussi grand que possible d'éléments dans le réseau-rélecteur de dimensions données) tout en permettant de travailler à la fréquence désirée. En effet, ces dimensions donnent une fréquence de coupure d'environ 8,33 GHz pour le mode fondamental TE₁₀, lorsqu'on utilise l'équation (3-1) [19, p. 113].

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (3-1)$$

Cette fréquence de coupure explique aussi en partie le choix de la fréquence de travail de 9,4 GHz. En effet, plus la fréquence se rapproche de la fréquence de coupure, plus l'atténuation sur le mode se propageant augmente. Elle atteint une valeur infinie à la fréquence de coupure et diminue graduellement avec l'augmentation de la fréquence, comme on peut s'en convaincre à l'aide de l'équation (2-9). Une fréquence de travail de 9,4 GHz représente donc un compromis entre la taille des guides d'ondes et l'atténuation en son sein. On note que la cellule avait déjà été fabriquée lors du projet antérieur évoqué précédemment.

Les dimensions des ports ainsi que les dimensions intérieures du guide d'ondes ayant été déterminées, il a fallu créer une transition entre ces deux dimensions, ce qui fut fait sous la forme d'un évasement d'une longueur de 15 mm avec un rebord plat de 2 mm situé entre le port et l'évasement du guide d'ondes. Toutes ces dimensions sont visibles dans la figure 3.3. On note qu'afin de pouvoir manipuler les courts-circuits mobiles insérés dans le guide d'ondes, ce dernier est séparable en deux moitiés, selon l'axe présenté par la ligne pointillée sur la figure 3.3, et est retenu par jusqu'à dix-huit boulons afin d'assurer un bon contact électrique entre les deux moitiés. Une photographie du guide d'ondes fabriqué est visible sur la figure 3.4.

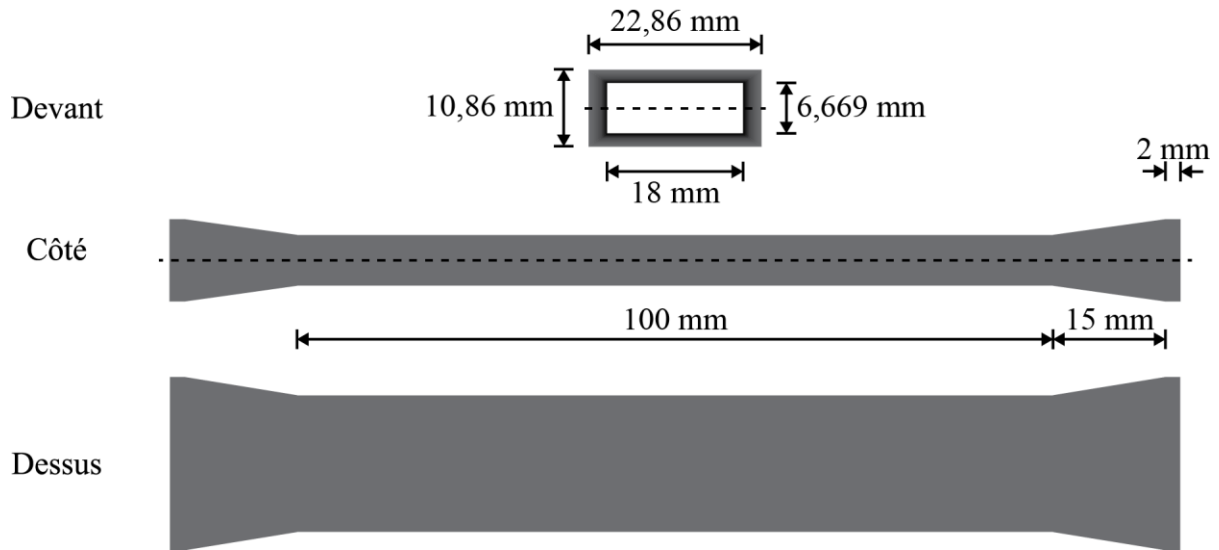


Figure 3.3 : Schéma avec dimensions du guide d'ondes utilisé pour émuler un élément du réseau-rélecteur.

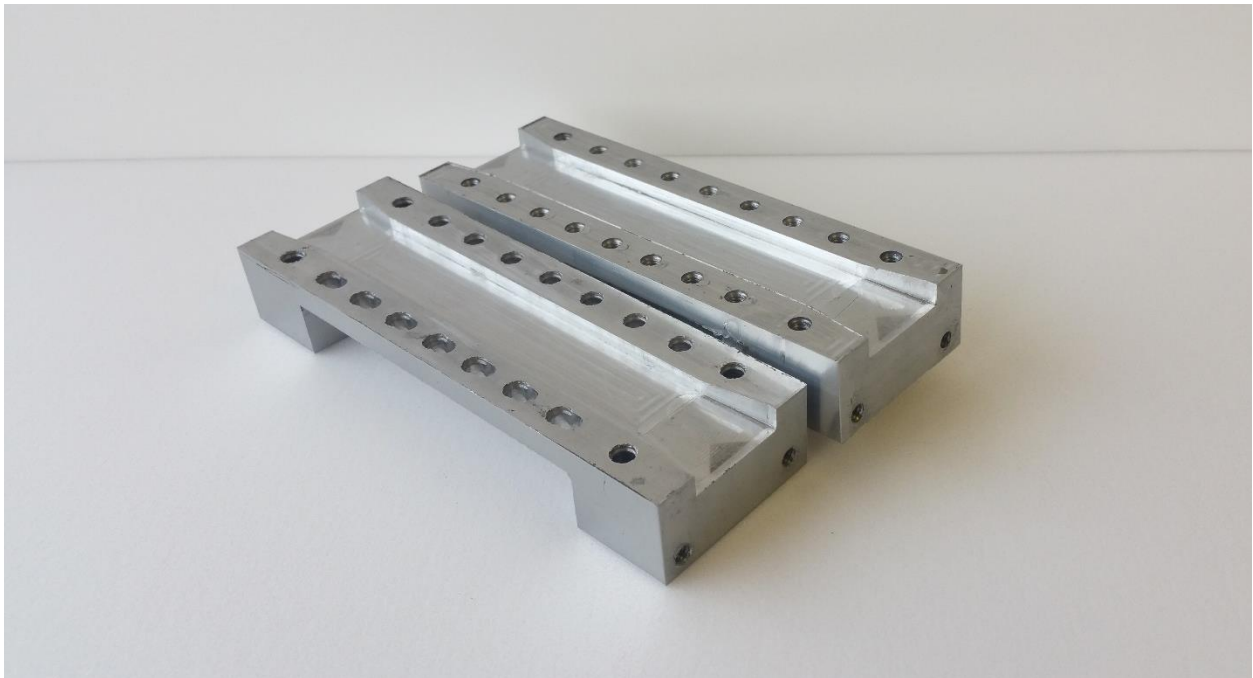


Figure 3.4 : Photographie du guide d'ondes de la cellule de test lorsqu'il est séparé en ses deux moitiés.

C'est ce guide d'onde qui a servi pour faire les tests préliminaires de mesures de pertes, de contrôle et de faisabilité générale du réseau-rélecteur. Il a servi autant pour les tests initiaux

utilisant une feuille ferromagnétique, présentés dans le présent chapitre, que pour ceux utilisant un bloc d'aluminium contenant un aimant, comme discuté dans le chapitre 4.

À l'intérieur de ce guide d'onde, on insère une feuille de matériau ferromagnétique. C'est cette feuille qui sert de court-circuit mobile. Elle est fixée à ses deux extrémités soit sur la même paroi du guide d'ondes, soit sur deux parois opposées, de manière à se placer selon une forme particulière pour agir comme court-circuit. Le matériau utilisé dans cette feuille est présenté dans la sous-section 3.2.2 et sa forme plus particulièrement dans la sous-section 3.2.3.

À l'extérieur du guide d'onde, on trouve un système de contrôle de la forme de la feuille. Deux différents prototypes de contrôle ont été testés et l'un d'eux a été retenu pour la suite des travaux, allant même jusqu'à être utilisé dans le prototype final de ce mémoire. Plus de détails sur ces systèmes de contrôle sont donnés dans les sous-sections 3.2.4 et 3.2.5.

3.2.1 Contacts électriques

Un aspect à aborder concernant la description physique du prototype en est un qu'on ne peut pas simplement évaluer à l'œil nu. Il s'agit des contacts électriques. En effet, les contacts métal-métal et les contacts métal-diélectrique n'ont pas les mêmes propriétés et il a fallu en tenir compte dans ce mémoire.

Lors d'un contact métal-métal où la pression appliquée est faible, les points de contact ohmique entre les deux métaux se produisent seulement à quelques endroits mal définis et difficilement reproductibles d'un contact à un autre (par exemple, lors du déplacement d'un court-circuit mobile). Les endroits qui ne sont pas en contact ohmique créent un couplage capacitif qui est également difficile à reproduire et prédire d'un contact à un autre. Par ailleurs, on trouve des espaces pouvant atteindre plusieurs micromètres entre les deux métaux là où il n'y a pas de contact ohmique. Ces espaces, en plus de créer un contact capacitif différent de ce qui est désiré, peuvent laisser passer des ondes là où ne le souhaite pas. C'est d'ailleurs un problème qui a affecté les travaux présentés dans [26].

Un contact diélectrique-métal est ainsi souvent préféré si la pression appliquée est faible. Un contact diélectrique-métal a l'avantage d'être répétable d'un contact à un autre et est donc prédictible, bien que le couplage soit alors entièrement capacitif.

3.2.2 Matériaux

Le matériau utilisé pour réaliser le prototype de déphaseur utilisant une feuille ferromagnétique était le Magnetic Alloy 2705M de la compagnie Metglas, Inc. Ce matériau a pour avantage d'être mince (22 micromètres d'épaisseur selon le fabricant) et donc flexible, tout en ayant une perméabilité magnétique très élevée, plusieurs centaines de milliers de fois la perméabilité du vide [32]. Cela permet de changer la forme du matériau à l'aide d'un aimant sans beaucoup de difficulté puisque le matériau et l'aimant interagissent fortement. De plus, la température d'utilisation continue, c'est-à-dire la température maximale d'opération à laquelle le matériau est conçu pour fonctionner durant une longue période [33], de 90 °C du 2705M aurait sûrement permis d'envoyer une bonne puissance dans le guide d'onde sans dénaturer le matériau, ce qui n'est pas toujours le cas lorsqu'il est question de magnétisme.

Outre le METGLAS 2705M, il faut utiliser un diélectrique entre la feuille ferromagnétique et le guide d'ondes pour éviter le contact métal-métal, comme expliqué dans la sous-section 3.2.1. À cette fin, un ruban adhésif de polyimide a été employé entre la feuille et le guide d'ondes. Ce ruban adhésif avait une épaisseur totale (incluant la colle) d'environ 0,06 mm et une constante diélectrique relative allant de 2,73 à 3,40, selon le type de polymère [34, p. 254].

3.2.3 Forme de la courbe faite par la feuille

Pour arriver à déphaser l'onde entrant dans la cellule de test, il a fallu trouver une façon de positionner la feuille afin de raccourcir la longueur électrique du guide d'ondes, en plus de permettre une bonne répétabilité à la fois lors de la fabrication et lors de l'utilisation elle-même. Deux options ont été étudiées, la forme en S (visible sur la figure 3.5) et la forme en Omega (visible sur la figure 3.6).

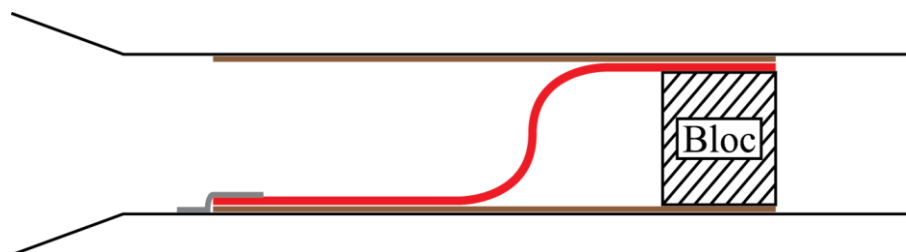


Figure 3.5 : Schéma de la forme en S. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et les lignes brunes sont du polyimide.

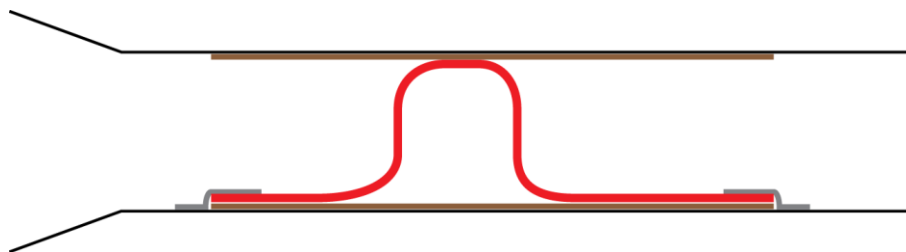


Figure 3.6 : Schéma de la forme en Omega. La ligne rouge est la feuille ferromagnétique et les lignes brunes sont du polyimide.

La forme en S fut la première étudiée. Pour la réaliser, il faut fixer les deux extrémités de la feuille ferromagnétique à deux parois différentes de la cellule de test. Pour ce faire, on colle une des extrémités de la feuille ferromagnétique à une des deux moitiés de la cellule de test, on met ensuite un bloc solide de même dimension que la chambre de la cellule de test sous l'autre extrémité de la feuille, puis on joint les deux sections de la cellule de test. Ainsi, la feuille est collée à une de ses extrémités et coincée à l'autre entre la paroi du guide d'onde et le bloc. Afin de pouvoir convenablement changer la longueur du guide d'ondes, la feuille ainsi fixée à ses deux extrémités se voit imposer un certain stress initial (lui donnant la forme en S), puis en appliquant un champ magnétique, concentré autour de la section de la feuille presque perpendiculaire aux parois du guide d'ondes, et en déplaçant ce champ, on arrive à raccourcir ou allonger le guide d'onde puisque le court-circuit change de position.

La seconde forme étudiée fut la forme en Omega. Globalement, son fonctionnement reste le même que celui de la forme en S, avec un stress initial et un champ magnétique mobile pour déplacer le court-circuit, mais cette forme avait pour avantage de fixer les deux extrémités de la feuille ferromagnétique à la même paroi du guide d'ondes, facilitant ainsi la fabrication. En effet, en supposant des feuilles ferromagnétiques toutes de même dimension, un simple gabarit peut être utilisé afin de fixer la feuille à la même position d'un guide d'ondes à l'autre, assurant, dans le cas de la fabrication d'un réseau-réflecteur, un stress identique d'une cellule à l'autre. De plus, cette forme peut théoriquement créer un court-circuit plus perpendiculaire avec les parois qu'avec la forme en S, rendant les calculs et les simulations plus simples.

3.2.4 Contrôle préliminaire par électroaimants

Afin de contrôler la forme de la feuille ferromagnétique et donc le déphasage introduit dans le guide d'ondes, la première option explorée fut d'utiliser une série d'électroaimants disposés à

l'extérieur du guide d'ondes, sur le même axe et la même longueur que la feuille ferromagnétique, comme le montre la figure 3.7. En contrôlant quels électroaimants sont actifs et en les activant de manière séquentielle, on arrive à déplacer la position du court-circuit.

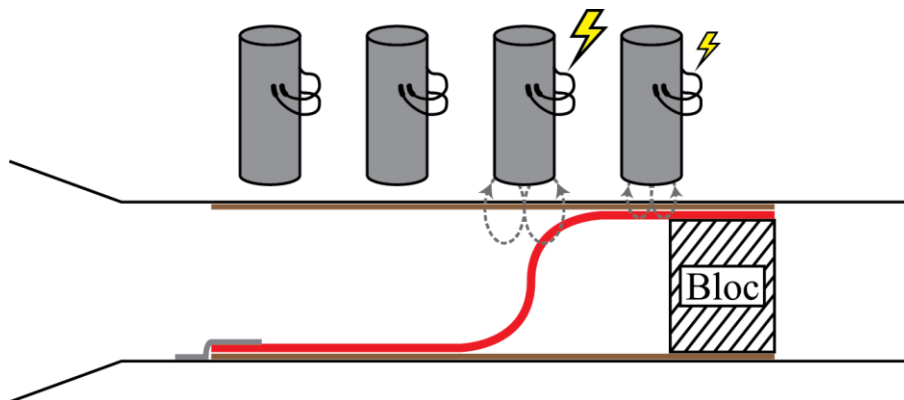


Figure 3.7 : Schéma montrant la disposition des électroaimants autour de la cellule de test afin de contrôler la position du court-circuit mobile.

Le principal avantage de cette méthode est qu'outre la feuille ferromagnétique elle-même, le système ne comporte aucune pièce mobile et possède ainsi une robustesse intrinsèque.

Cela dit, plusieurs désavantages minent cette technique de contrôle. En effet, il faut environ un électroaimant pour chaque centimètre de longueur de feuille ferromagnétique pour arriver à correctement contrôler de la feuille et chaque électroaimant comporte deux fils électriques. Pour espérer déphaser de 360° une onde dans ce guide d'onde à 9,4 GHz, il faut au moins quatre électroaimants (puisque $\lambda_g/2 = 35,4$ mm) et donc un minimum de huit fils électriques par cellule pour que le système fonctionne bien, un nombre qui devient rapidement problématique dans un réseau-rélecteur, surtout si un contrôle plus fin est souhaité. De plus, afin d'obtenir un bon contrôle de la feuille, plusieurs électroaimants doivent être actifs simultanément et continuellement afin que la feuille garde sa position, consommant au total un minimum d'un watt à eux seuls. Cette puissance est conséquente, surtout dans des systèmes spatiaux, où chaque watt est compté. À cela, on ajoute que le contrôle des électroaimants doit idéalement se faire de façon analogique afin que la feuille ferromagnétique se déplace convenablement, ce qui demande un circuit électronique relativement complexe pour transformer un signal binaire faible puissance, donné par un microcontrôleur par exemple, en signal analogique haute puissance. Par ailleurs, dans le cas de ce mémoire, malgré que les électroaimants utilisés pour faire les tests étaient les plus appropriés en termes de compromis sur le cout, la force magnétique et la taille, ils étaient encore un peu trop

volumineux et faibles. Il aurait été possible de fabriquer soi-même des électroaimants plus puissants ou d'en trouver sur le marché, mais dans tous les cas, le coût en temps ou en argent aurait été prohibitif.

3.2.5 Contrôle par mouvement d'aimant

Compte tenu de toutes les limitations de la première méthode de déplacement de la feuille, un système de test par mouvement mécanique d'aimant permanent a été testé. Cette méthode consiste simplement en un aimant fixé à un moteur pas-à-pas, tous les deux situés à l'extérieur de la cellule de test, dans l'axe de la longueur de la feuille ferromagnétique, au lieu des électroaimants (voir la figure 3.7). En déplaçant l'aimant permanent à l'aide du moteur pas-à-pas, on déplace la distribution de champ magnétique, influençant à son tour la position du court-circuit créé par la feuille ferromagnétique. On obtient donc le même effet qu'avec la méthode utilisant les électroaimants.

Cette méthode présente l'avantage d'être beaucoup plus simple à utiliser que la précédente. En effet, le contrôle des moteurs pas-à-pas ne nécessite pas de contrôle analogique de la puissance. De plus, un seul circuit de commande (le A4988 [35] installé dans un circuit Pololu A4988 [36], dans le cas de ce mémoire) est nécessaire par moteur et un seul moteur est nécessaire par cellule. Dans son expression la plus simple, chaque cellule d'un réseau-réflexeur utilisant des moteurs pas-à-pas ne nécessite que trois fils de contrôle, ce qui est peu. De plus, le système ne consomme que très peu de puissance à l'arrêt puisqu'il utilise un aimant permanent et qu'il est possible de mettre le système en veille, lui donnant une consommation de quelques microwatts tout au plus.

Ce système de contrôle n'est pas parfait toutefois puisqu'il utilise plus de pièces mobiles que les électroaimants et risque donc plus de subir des problèmes mécaniques. De plus, tous les modèles d'étages de commande n'ont pas la même précision. Par exemple, en se basant sur [37], on constate que l'étage de contrôle DRV8825 [38], [39] (notable puisqu'il est le premier modèle à avoir été utilisé dans le présent projet) présente des déplacements non linéaires lorsqu'il est utilisé avec des micropas, contrairement au A4988 (utilisé dans le prototype final) qui est presque parfaitement linéaire dans ses micropas.

Cela dit, la simplicité accrue du système de contrôle et sa faible consommation de puissance à l'arrêt l'emportent largement sur ses inconvénients et c'est pourquoi l'option des moteurs pas-à-

pas pour le changement de phase fut choisie pour ce mémoire, autant pour la cellule unique du chapitre 4 que pour le réseau-réflecteur complet du chapitre 5.

3.3 Simulations et mesures

Des simulations ont été faites dans le logiciel FEKO utilisant la méthode des moments. Ces simulations utilisent un modèle consistant en un guide d'ondes WR-90 au sein duquel une feuille ayant des caractéristiques semblables au ruban de polyimide se trouve sur les parois supérieure et inférieure. Une feuille émulant les caractéristiques du 2705M et dont la section joignant le haut et le bas du guide d'ondes se déplace est également présente sous une simplification de la forme en S comme le montre la figure 3.8. Cette simplification de la forme en S a pour but de diminuer la durée de simulation. On note que le modèle de la figure 3.8 n'est pas le seul qui a été simulé dans FEKO, mais c'est le seul dont les résultats sont présentés dans cette section pour les raisons données dans la section 3.4.

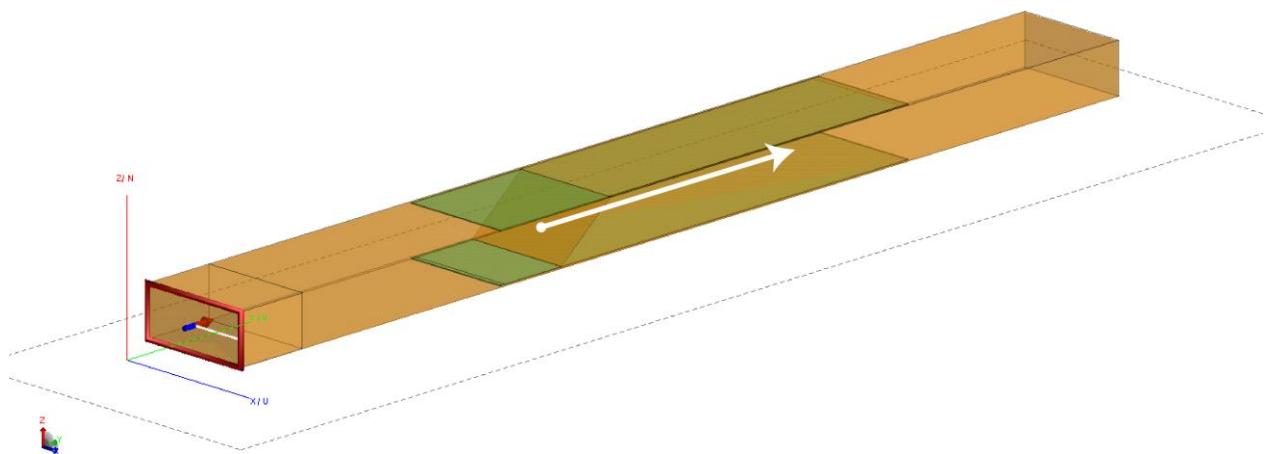


Figure 3.8 : Modèle d'un guide d'ondes utilisant une feuille ferromagnétique comme court-circuit mobile simulé dans FEKO. La flèche montre le déplacement de la feuille ferromagnétique.

La figure 3.9 présente la phase de S_{11} obtenue pour un déplacement de la section transversale de la feuille ferromagnétique à 9,4 GHz.

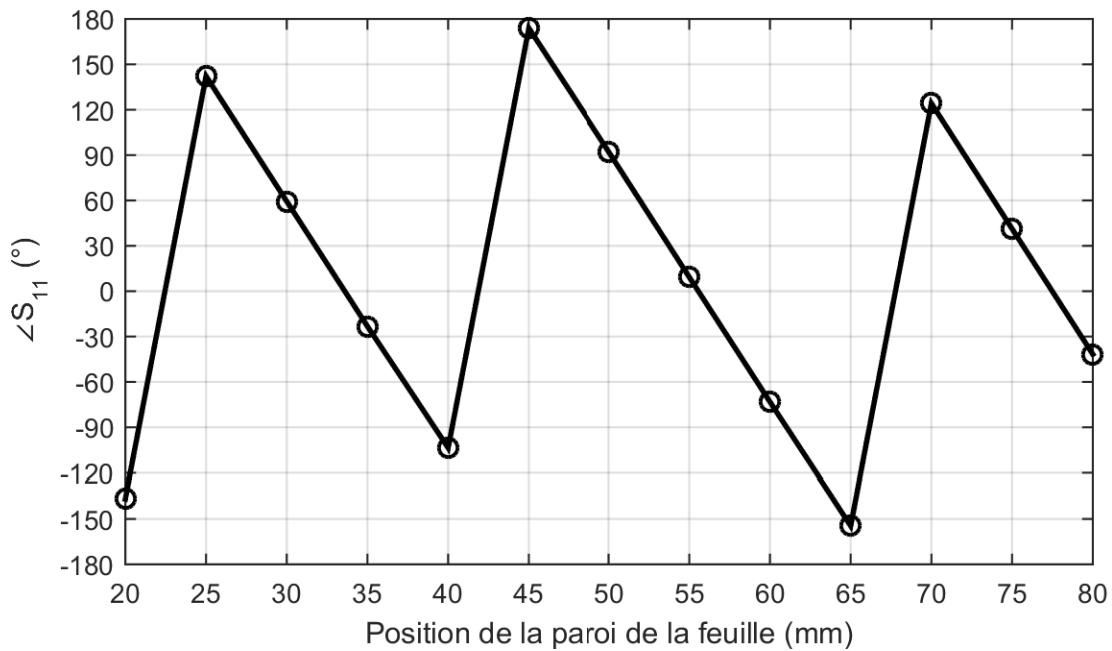


Figure 3.9 : Phase de S_{11} en fonction de la position de la section transversale d'une feuille ferromagnétique de forme en S simulée dans le logiciel FEKO à 9,4 GHz.

En se basant sur ces résultats de simulations, des mesures ont été faites avec le guide d'ondes décrit dans la figure 3.3 ainsi qu'une feuille de 2705M placée en forme en S et isolée des parois du guide d'ondes par des rubans de polyimide. La paroi de la feuille est déplacée par un aimant placé à l'extérieur du guide d'ondes. Les résultats de mesure de l'amplitude et de la phase de S_{11} sont donnés dans la figure 3.10 et la figure 3.11.

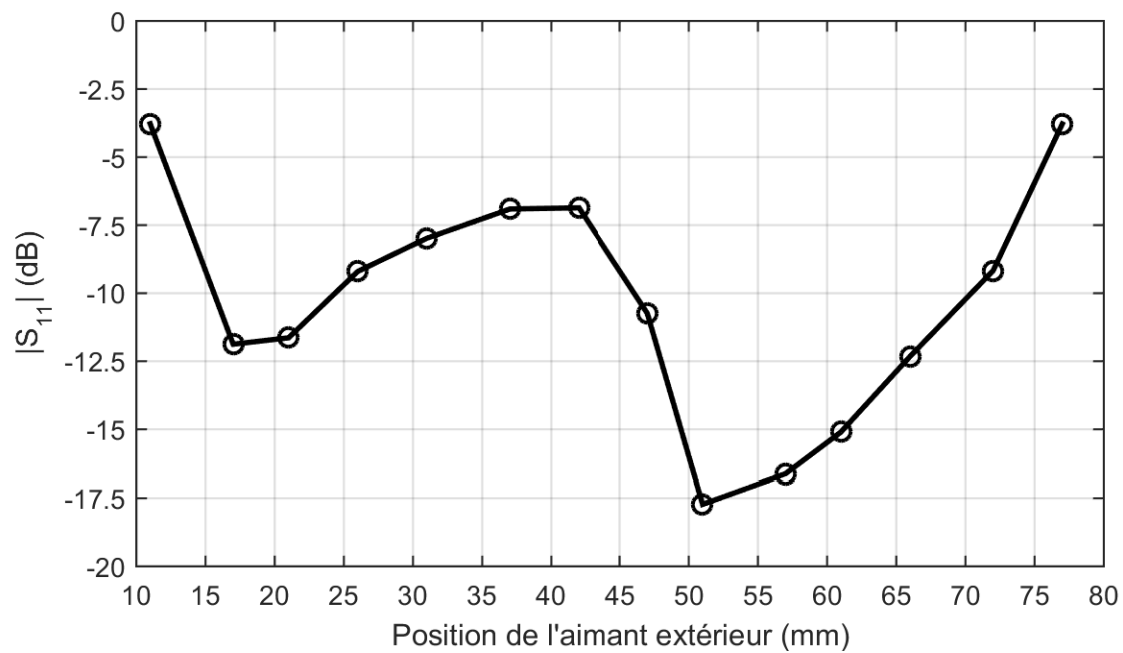


Figure 3.10 : Amplitude de S_{11} en fonction de la position de l'aimant contrôlant la feuille ferromagnétique à 9,4 GHz.

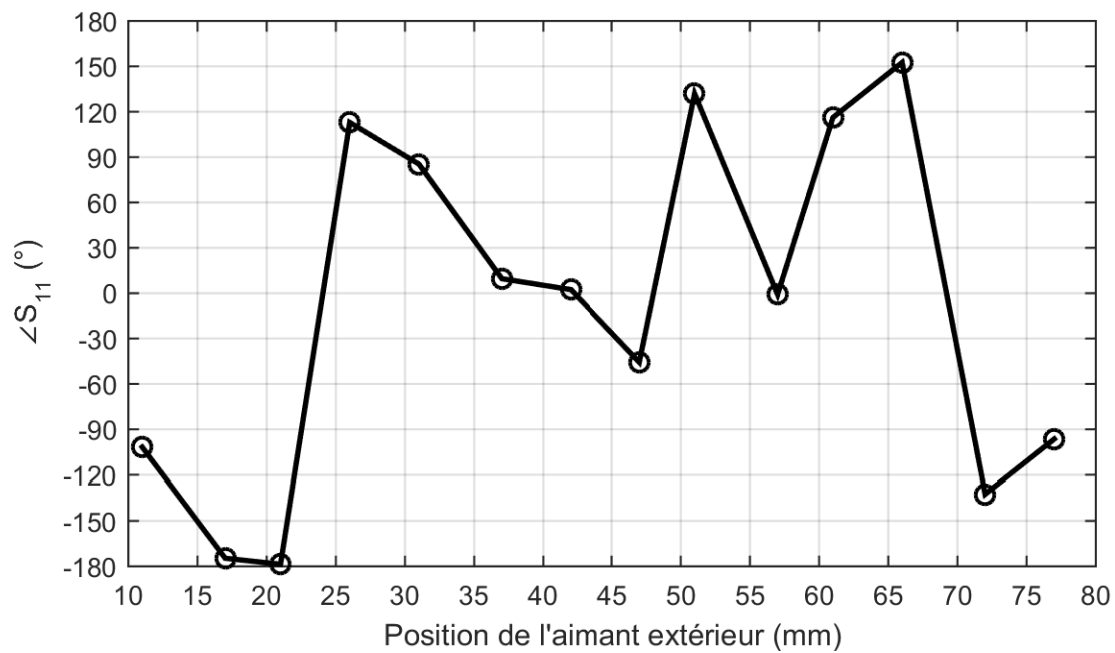


Figure 3.11 : Phase de S_{11} en fonction de la position de l'aimant contrôlant la feuille ferromagnétique à 9,4 GHz.

3.4 Discussion

Ce prototype présente certains avantages, mais surtout certains désavantages. Cette section traite donc de ces deux points afin de montrer pourquoi le prototype a été abandonné au final.

L'utilisation d'une feuille ferromagnétique comme court-circuit mobile a pour principal avantage de donner un produit fini plutôt léger pour un réseau d'antennes à guide d'onde puisqu'une feuille ferromagnétique pèse moins d'un gramme et que le diélectrique ainsi que le bloc, dans le cas de la forme en S, peuvent être choisis pour être aussi légers que possible. Il s'agit d'un avantage important pour les technologies spatiales. De plus, la feuille ferromagnétique étant peu coûteuse (ne serait-ce qu'étant donné la faible quantité nécessaire, comparativement à son application usuelle de cœur de transformateur), le produit fini aurait demandé peu d'investissement monétaire excepté peut-être pour la fabrication des guides d'ondes eux-mêmes, ce qui est inévitable pour ce type de réseau-réflecteur.

Cela dit la feuille ferromagnétique présente des problèmes qui lui sont intrinsèques. Tout d'abord, les contraintes résiduelles induites dans la feuille lors de son installation étant mal caractérisées, un déplacement linéaire du champ magnétique mène parfois à des sauts imprévus dans la position du court-circuit. En effet, dans ces cas, la tension mécanique induite par le changement de forme de la feuille finit par être plus forte que la force magnétique exercée par l'aimant et, à ce point, la feuille prend rapidement la forme qui lui permet de minimiser son énergie et le champ magnétique perd son influence jusqu'à ce qu'il se rapproche de nouveau du court-circuit. La situation peut ensuite de nouveau se répéter à différentes positions du champ magnétique, rendant le contrôle de la phase difficile puisque non linéaire comme on le constate sur la figure 3.11. Ensuite, le matériau de la feuille a une résistivité relativement élevée (environ $1,36 \mu\Omega \times m$ [32], à peine moins que le nichrome souvent utilisé comme élément résistif [40, p. 602]). En conjuguant cela à la faible épaisseur des feuilles, ces dernières auraient probablement subi une grande augmentation de température lorsque de grandes puissances sont injectées dans le guide d'ondes ce qui peut causer une dilatation thermique dans la feuille, changeant les contraintes résiduelles induites initialement et donc le contrôle de la phase, en plus de possiblement modifier les caractéristiques magnétiques du matériau à des températures suffisamment élevées. Cette faible résistivité peut toutefois être en partie contrecarrée par un plaquage de quelques micromètres de cuivre à la surface de la feuille, ce qui n'affecte pas appréciablement la rigidité de la feuille, mais

améliore sa conductivité à haute fréquence. Bref, ces désavantages ajoutent de nombreux facteurs difficiles à contrôler et à caractériser sans investir beaucoup de temps et d'efforts dans la caractérisation mécanique précise de la feuille ferromagnétique.

Concernant les résultats de mesure, ils ne sont pas très bons. En effet, la phase n'est pas linéaire et essentiellement impossible à prédire. L'amplitude de S_{11} est également mauvaise avec une moyenne de -10,3 dB, un maximum de -3,78 dB et un minimum de -17,7 dB. Tous ces résultats montrent qu'en plus des problèmes présentés dans le paragraphe précédent, le concept utilisant une feuille ferromagnétique ne présente pas de résultats intéressants. On note d'ailleurs que bien qu'une seule série de mesures soit présentée, il ne s'agit pas de la seule qui fut réalisée durant la réalisation de ce mémoire. Il s'agit toutefois des meilleurs résultats obtenus, ce qui en dit long.

En plus des piètres résultats de mesure, l'assemblage du réseau-réfecteur complet aurait demandé beaucoup de minutie qui, bien qu'étant un problème non insurmontable, aurait certainement rendu la répétabilité dans la fabrication et l'utilisation bien moins intéressante. Pour ces raisons, le prototype de déphaseur à guide d'ondes utilisant une feuille ferromagnétique a été abandonné au profit du système présenté dans le chapitre 4.

CHAPITRE 4 PROTOTYPE RETENU : BLOC DÉPLACÉ PAR MOTEUR

La feuille ferromagnétique présentant beaucoup d'inconvénients, un autre système de déphasage a été développé. Dans ce chapitre, il est d'abord question très brièvement du principe de fonctionnement du prototype (4.1), puis une description physique est donnée (4.2) avant de présenter des résultats de simulation (4.3) en exposant quelques principes théoriques (4.3.1), la description du modèle de simulation (4.3.2), les résultats eux-mêmes (4.3.3) et une discussion à leur propos (4.3.4). Par la suite, des résultats de mesures réelles à l'analyseur de réseau sont exposés dans la section 4.4. Plus précisément, on procède à une description du montage expérimental (4.4.1), on présente les résultats de mesure (4.4.2) et on discute des résultats (4.4.3). Finalement, les résultats de simulation et de mesure sont comparés (4.5).

4.1 Principe de fonctionnement

Le prototype de cellule finalement retenu pour ce mémoire fonctionne sous le même principe que celui du chapitre précédent (voir la section 3.1). La différence principale réside dans le fait qu'au lieu d'utiliser une feuille de matériau ferromagnétique, un bloc de matériau conducteur sert de court-circuit mobile. Le bloc de matériau conducteur est aimanté afin qu'un moteur déplaçant un bloc ferromagnétique situé à l'extérieur du guide d'ondes puisse se servir des champs magnétiques pour déplacer le court-circuit mobile, comme expliqué dans la section 3.2.5, excepté que l'aimant et le matériau ferromagnétique sont intervertis. Le déplacement du court-circuit mobile vient changer la longueur du guide d'ondes et donc la différence de phase entre l'onde incidente au guide d'ondes et celle quittant ce dernier. La section 4.2 qui suit donne une description physique plus détaillée du prototype afin d'aider à la compréhension.

4.2 Description physique

Concernant le guide d'ondes lui-même, malgré qu'il ait été décrit dans la section 3.2 en termes physiques généraux, sa méthode de fabrication n'a pas été abordée. Il est important de la connaître étant donné les déviations au modèle théorique que la fabrication peut apporter, notamment sur la rugosité de surface et la précision des dimensions. Le guide d'ondes a été fabriqué à la fraiseuse numérique ayant une résolution de 12 μm [41]. Les dimensions du guide d'ondes

sont donc très régulières et ses faces, peu rugueuses. L'endroit le moins lisse dans le guide d'ondes est l'évasement où on peut voir les traces de la fraise. Somme toute, la rugosité de la surface est assez faible, ce qui ne devrait pas trop augmenter les pertes du conducteur dans le guide d'ondes (voir la section 2.4).

Afin de changer la longueur électrique du guide d'ondes, on utilise un bloc d'aluminium au centre duquel un trou est percé afin d'y insérer un aimant (voir la figure 4.1). La dimension du bloc dans l'axe de la longueur du guide d'ondes n'a pas beaucoup d'importance, à condition qu'il soit possible d'insérer un aimant dans le bloc et que ce dernier ne soit pas non plus long au point de limiter son amplitude de mouvement et, par le fait même, le déphasage. Les dimensions bloc dans les deux autres axes sont plus importantes puisque c'est la face créée par ces deux dimensions qui agira comme court-circuit. Ainsi, plus ces dimensions se rapprochent de celles du guide d'ondes, meilleur sera le court-circuit. Toutefois, si elles sont trop proches, le bloc pourrait être gêné dans ses mouvements et se bloquer inopinément. Heureusement, malgré une différence de taille d'environ un millimètre dans chaque axe (dans le cas des travaux de ce mémoire), le court-circuit est excellent, comme il est montré dans les sous-sections 4.3.3 et 4.4.2, et le bloc n'est pas beaucoup gêné dans ses mouvements.

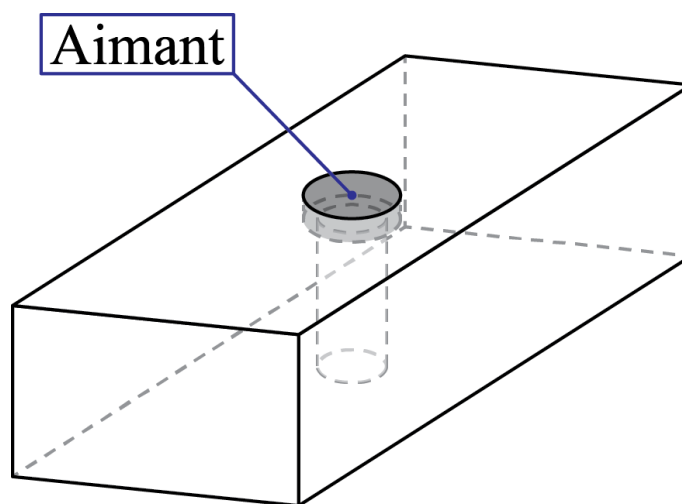


Figure 4.1 : Schéma d'un des blocs d'aluminium sertis d'un aimant utilisés dans le prototype retenu.

Les blocs d'aluminium ont été fabriqués à la fraiseuse manuelle avant d'être polis avec un disque de polissage de standard CAMI 400, lui donnant un fini ayant une rugosité de surface moyenne de $0,25\text{ }\mu\text{m}$, ce qui est plutôt lisse. Des chanfreins ont également été ajoutés pour relier les faces

perpendiculaires à la direction de propagation des ondes dans le guide d'ondes aux autres faces, et ce, afin de limiter la possibilité que les blocs restent coincés le long du guide d'ondes. Le polissage a été fait manuellement, ce qui fait que, conjugué à la fabrication à la fraiseuse manuelle, une variabilité dans les dimensions et le fini des blocs est présente, sans toutefois avoir d'impact significatif sur les résultats de mesure. Comme montré sur le schéma présenté sur la figure 4.1, un trou cylindrique de 4 mm de diamètre traverse la hauteur du bloc. D'un des côtés du trou toutefois, un autre trou, centré au même endroit mais de 6 mm de diamètre, a été percé sur une profondeur de 1 mm. Ce trou plus grand permet de créer un rebord où un aimant au néodyme peut siéger. En ajoutant de la colle cyanoacrylate, l'aimant est fixé au bloc d'aluminium sans déformer le bloc (l'aimant faisant 6 mm de diamètre et 1 mm de hauteur, exactement la même taille que le trou percé). On note que le trou traversant le bloc était initialement présent afin de permettre à un objet passé au travers du trou de déloger l'aimant incrusté par friction dans le bloc d'aluminium. Toutefois, maintenant que les aimants sont collés à leur bloc d'aluminium, outre réduire la masse du court-circuit mobile, ce trou n'a pas à être présent dans un produit fini puisqu'il n'affecte aucunement les résultats de mesure et qu'il n'est plus nécessaire de séparer les aimants de leur bloc.

Le système de contrôle utilisant un moteur pas-à-pas a été choisi pour ce prototype étant donné les désavantages du système de contrôle par électroaimant et les avantages du système utilisant un moteur pas-à-pas, comme expliqué à la section 3.3.

Le moteur pas-à-pas utilisé est de marque non identifiée et ne possède pas de fiche technique très précise. Toutefois, selon les dires du vendeur, qui sont également appuyés par les expérimentations de ce mémoire, le moteur a les caractéristiques présentées dans le tableau 4.1. Une photographie du moteur est fournie à la figure 4.2.

Tableau 4.1 : Caractéristique des moteurs pas-à-pas utilisés

Caractéristique	Valeur (cellule unique)
Type de moteur	Bipolaire à quatre fils
Tension d'alimentation	4 à 6 V
Diamètre	15 mm
Longueur de la vis	50 mm
Parcours effectif du curseur	38 mm
Pas de vis	3 mm
Diamètre de la vis	3 mm
Résistance d'une phase	10 Ω
Angle par pas	18°



Figure 4.2 : Photographie d'un des moteurs utilisés pour déplacer les courts-circuits mobiles, pour la cellule unique [42].

Un bloc de matériau ferromagnétique (du fer, plus précisément) est collé au curseur du moteur. Ce bloc ferromagnétique sert d'attracteur à l'aimant incrusté dans le bloc d'aluminium situé dans la cellule de test. Ainsi, en activant le moteur, le curseur se déplace, ce qui déplace le bloc ferromagnétique et, par le fait même, le court-circuit mobile. Un aimant aurait pu être utilisé plutôt qu'un matériau ferromagnétique, mais cela aurait augmenté la force d'attraction sur le court-circuit mobile, ce qui aurait augmenté la friction entre le bloc d'aluminium aimanté et la paroi du

guide d'ondes. Cette friction aurait pu gêner le mouvement du court-circuit et puisque le bloc ferromagnétique fonctionne convenablement, il a été décidé d'opter pour le bloc de fer.

Afin de contrôler le moteur, l'étage de commande choisi est le A4988 [35] fixé à un circuit Pololu A4988 [36], comme mentionné brièvement dans la sous-section 2.6.2. Il s'agit d'un circuit intégré fabriqué par Allegro MicroSystems Inc. offrant la possibilité de faire jusqu'à seize micropas par pas ainsi que de définir la direction du mouvement. De plus, un mode de veille est disponible sur le A4988, ce qui est très intéressant pour économiser de l'énergie et ainsi remplir le deuxième objectif de ce mémoire. Cet étage de commande est dirigé par le microcontrôleur TM4C123GH6PM [43] de Texas Instruments qui est lui-même intégré à une plaquette d'évaluation TM4C123G LaunchPad [44]. Ce microcontrôleur a comme caractéristiques intéressantes de contenir un microprocesseur ARM Cortex-M4F pouvant être cadencé jusqu'à 80 MHz, d'utiliser différents protocoles de communication (dont UART, I2C et SPI) et de fonctionner à des températures se situant entre $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. De plus, il est disponible à un prix très raisonnable. On note que dans une version plus finalisée du prototype présenté dans ce mémoire, le microcontrôleur pourrait être intégré à un circuit fait spécifiquement pour la présente application. Pour les besoins de ce mémoire toutefois, la plaquette d'évaluation conçue par le manufacturier a suffi.

Finalement, un aspect important du prototype est sa consommation de puissance, puisqu'il s'agit d'un des objectifs de ce mémoire. Dans le cas du prototype de cette section, le principal consommateur de puissance est le moteur pas-à-pas. Ce dernier consomme entre 608 mW et 5,26 W selon la limite de courant configurée sur l'étage de commande. En pratique, en limitant le courant à 0,06 A, les performances du moteur sont bonnes et fiables et la puissance est alors de 905 mW. L'étage de commande lui-même, après avoir été correctement configuré, consomme 8,08 mW en alimentant le moteur ou 396 μW en veille. Finalement, le microcontrôleur, dans la cellule de test, consomme environ 279 mW en tout temps. Ainsi, au total, le système consomme environ de 1,19 W lorsque le moteur est activé avec un courant donnant de bons résultats et environ 279 mW lorsqu'il est en veille. Il est à noter que la consommation de puissance pourrait être réduite, notamment en mettant en fonction les modes de veille et d'hibernation du microcontrôleur qui permettent théoriquement de réduire la consommation du microcontrôleur à moins de 17 μW [43, p. 1401], tout en permettant le réveil du microcontrôleur par une commande externe. Dans ce cas, le système consommerait 416 μW en veille, ce qui est significativement moins qu'actuellement, au

prix d'un délai de quelques fractions de seconde de plus nécessaires pour communiquer avec le microcontrôleur.

4.3 Résultats de simulation

Afin d'aider à prévoir le comportement du prototype, un modèle de simulation a été réalisé dans le logiciel de simulation électromagnétique High Frequency Structure Simulator 18 (HFSS) de la compagnie Ansys.

4.3.1 Théorie

Le logiciel HFSS de la compagnie Ansys est une référence dans le domaine des simulations électromagnétiques. Dans le cas de ce mémoire, le logiciel a utilisé la méthode des éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell en trois dimensions. Ainsi, en théorie, les résultats obtenus par le logiciel sont aussi précis que le modèle qui lui est soumis. En pratique toutefois, un paramètre d'arrêt des simulations est donné, autrement le logiciel calculerait infiniment longtemps pour très peu de différence dans les résultats d'une itération à l'autre. Le paramètre d'arrêt pour les simulations présentées plus bas est une variation de paramètre S d'une itération à une autre. Ainsi, si la différence des paramètres S entre la simulation $X-1$ et X est plus petite que 0,02 dB (par défaut), HFSS considère que le maillage du modèle a convergé et cessera les calculs de maillage afin d'évaluer les données demandées par l'utilisateur (le paramètre S_{12} et le champ magnétique à un point donné, par exemple). Ainsi, il est intéressant de garder en tête que les résultats donnés dans la présente section du mémoire sont fonctions de l'exactitude du modèle réalisé et du paramètre d'arrêt des simulations, d'où l'importance de réaliser un modèle aussi précis que possible.

4.3.2 Description physique et montage

Le modèle de simulation est composé des parois intérieures du guide d'ondes de la cellule de test et d'un bloc d'aluminium pouvant être déplacé par analyse paramétrique. Le modèle est conçu de manière à ressembler autant que possible au guide d'ondes décrit dans la section 3.2 et représenté dans la figure 3.3 en plus d'intégrer les blocs d'aluminium servant de courts-circuits mobiles.

Des frontières de conductivité finies ont été appliquées sur toutes les parois du guide d'ondes, excepté aux deux extrémités représentant les ports, en utilisant les caractéristiques de l'aluminium fournies par défaut dans le logiciel (dont la plus significative pour ce mémoire est la conductivité de 38 000 000 Siemens par mètre) et une rugosité de surface de 50 μm (pour représenter un cas plutôt extrême de rugosité) utilisant le modèle de Groisse proposé dans le logiciel. Aux deux extrémités du guide d'ondes, deux ports d'onde (*Wave Port*), supportant chacun un seul mode dont la ligne d'intégration est selon la dimension de 10,86 mm du guide d'ondes, ont été ajoutés. Tous les autres paramètres concernant le guide d'ondes étaient laissés à ce que le logiciel utilise par défaut. Il n'a pas été jugé utile de modéliser autre chose que les parois intérieures du guide d'ondes étant donné que les ondes électromagnétiques à la fréquence de travail principale ne pénètrent que de quelques micromètres à l'intérieur du conducteur. En effet, l'épaisseur de peau dans l'aluminium à 9,4 GHz est de 842,1 nm, comme le montre l'équation (4-1) tirée de [19, p. 19].

$$\begin{aligned}\delta_s &= \sqrt{\frac{2}{2\pi f \sigma \mu_r \mu_0}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \times (9,4 \times 10^9) \times (38 \times 10^6) \times 1,000021 \mu_0}} \\ &= 842,1 \times 10^{-9} \text{ m}\end{aligned}\tag{4-1}$$

Ainsi, on peut utiliser les paramètres par défaut du logiciel approximant l'épaisseur des conducteurs comme étant infinie, ce qui permet de réduire la quantité de calcul nécessaire tout en donnant des résultats essentiellement aussi bons. La figure 4.3 présente le modèle utilisé durant les simulations. On y voit également le guide d'ondes discuté plus haut ainsi que les deux ports d'onde. Le quadrillage présent sur la figure 4.3 et la figure 4.4 possède un espacement de 10 mm entre chaque ligne.

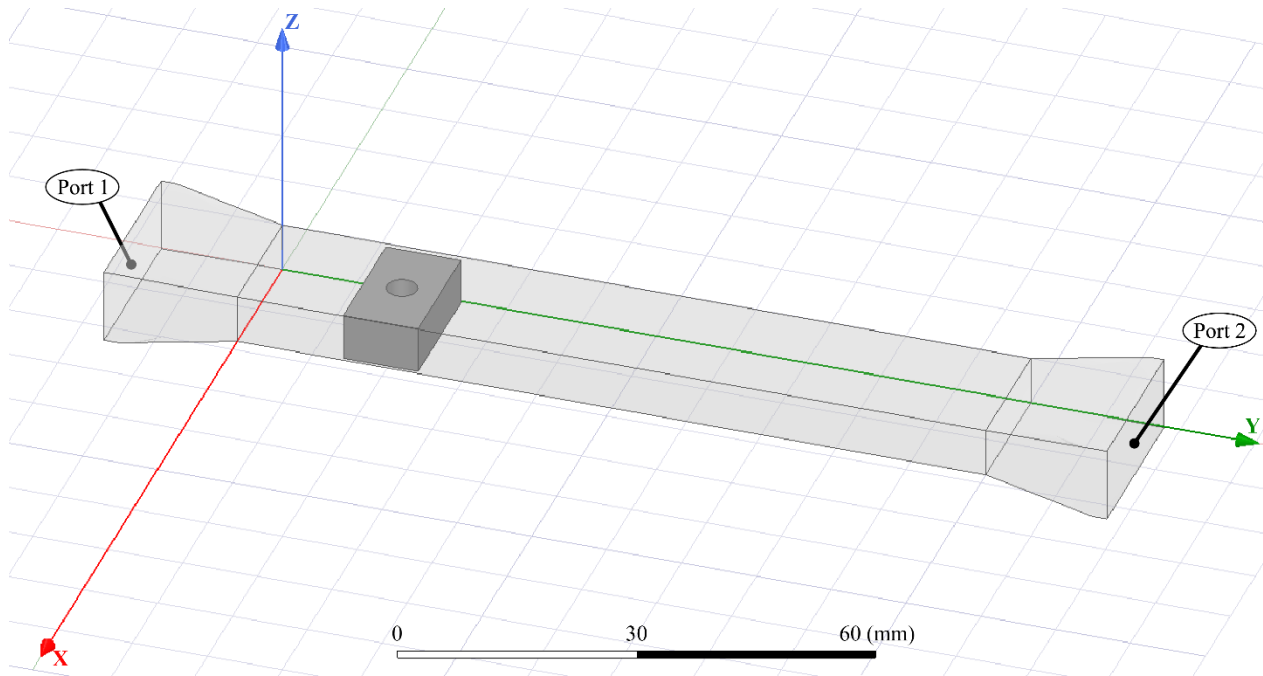


Figure 4.3 : Modèle simulé dans HFSS.

Un bloc d'aluminium ayant des dimensions de 17,1 mm sur 10 mm sur 6,4 mm est également présent dans le modèle complet de simulation. Ce bloc possède au centre de sa plus grande face un trou cylindrique de 2 mm de rayon par 5,4 mm de hauteur traversant ainsi presque l'entièreté du bloc. La distance non traversée par le trou (1 mm) représente dans la réalité l'endroit où l'aimant est collé. On note que dans le contexte de la simulation, tout le bloc est en aluminium, excepté le trou qui est vide, alors que dans la réalité, la distance non parcourue par le trou n'est pas de l'aluminium, mais plutôt du $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$, c'est-à-dire l'alliage composant les aimants au néodyme [45]. On voit une représentation du bloc avec une coupe permettant de voir où l'aimant serti dans le bloc se trouve, c'est-à-dire là où le trou ne traverse pas l'entièreté du bloc. Une frontière de conductivité finie a été ajoutée sur le bloc avec une rugosité de surface de $0,3 \mu\text{m}$ de modèle Grosse. Cette valeur est utilisée pour ressembler à la rugosité de surface moyenne d'un papier sablé de grain 320 [46], c'est-à-dire un grain plus rugueux que celui utilisé pour fabriquer les blocs réels, encore une fois pour représenter un cas extrême de rugosité de surface.

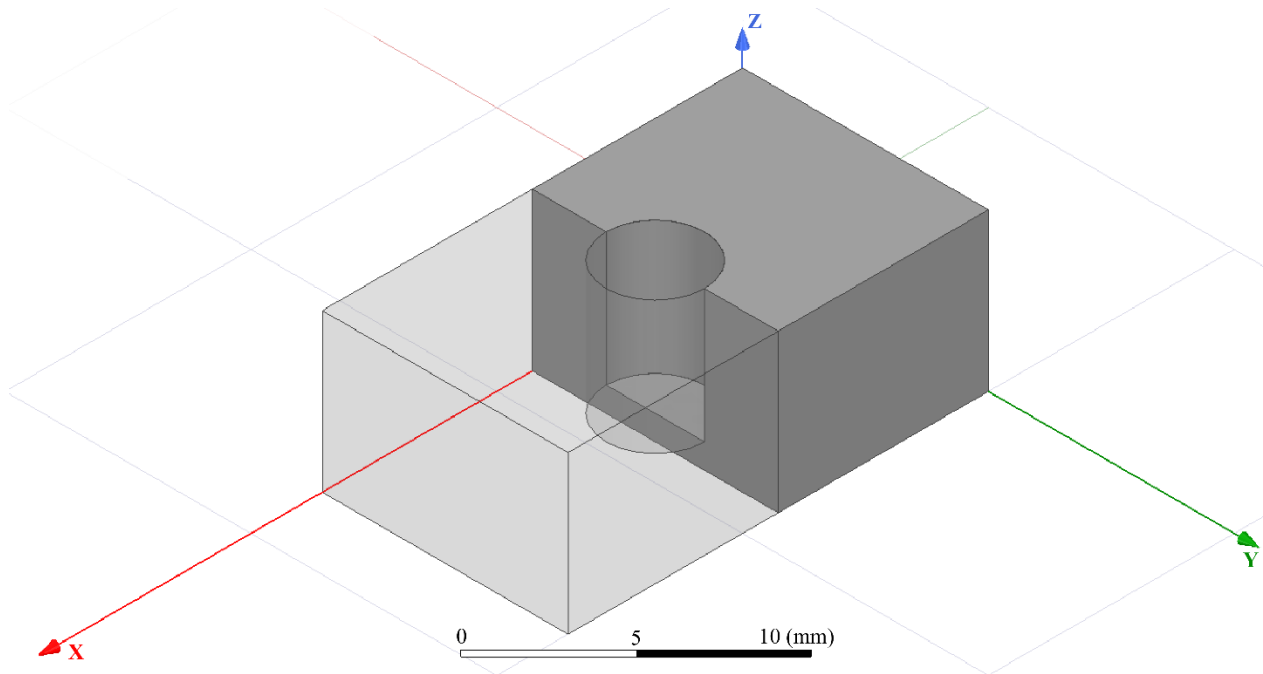


Figure 4.4 : Coupe du bloc d'aluminium serti d'aimant modélisé dans HFSS.

Dans la figure 4.3, la face du bloc où se trouverait l'aimant est collée à la paroi du guide d'ondes de manière à émuler ce qui se passe lorsque l'aimant serti dans le bloc d'aluminium est attiré par le bloc de fer situé à l'extérieur du guide d'ondes. Dans l'axe des abscisses, le bloc d'aluminium est centré dans le guide d'ondes. Dans l'axe des ordonnées, l'axe où le guide d'ondes possède sa plus grande dimension, le bloc d'aluminium est déplacé au cours d'une étude paramétrique en utilisant le logiciel.

L'étude paramétrique permettait un déplacement de 0,5 mm du bloc. Le point de départ du bloc était là où la face du bloc perpendiculaire à la direction d'arrivée des ondes dans le guide d'ondes était à 29,5 mm du port d'entrée. Le point final de l'analyse paramétrique était là où la face en question du bloc était à 77 mm du port d'entrée. Ainsi, 47,5 mm étaient balayés en 95 positions.

4.3.3 Résultats

L'étude paramétrique mentionnée à la sous-section précédente a donné les résultats présentés dans la figure 4.5 et la figure 4.6, respectivement pour l'amplitude et la phase de S_{11} .

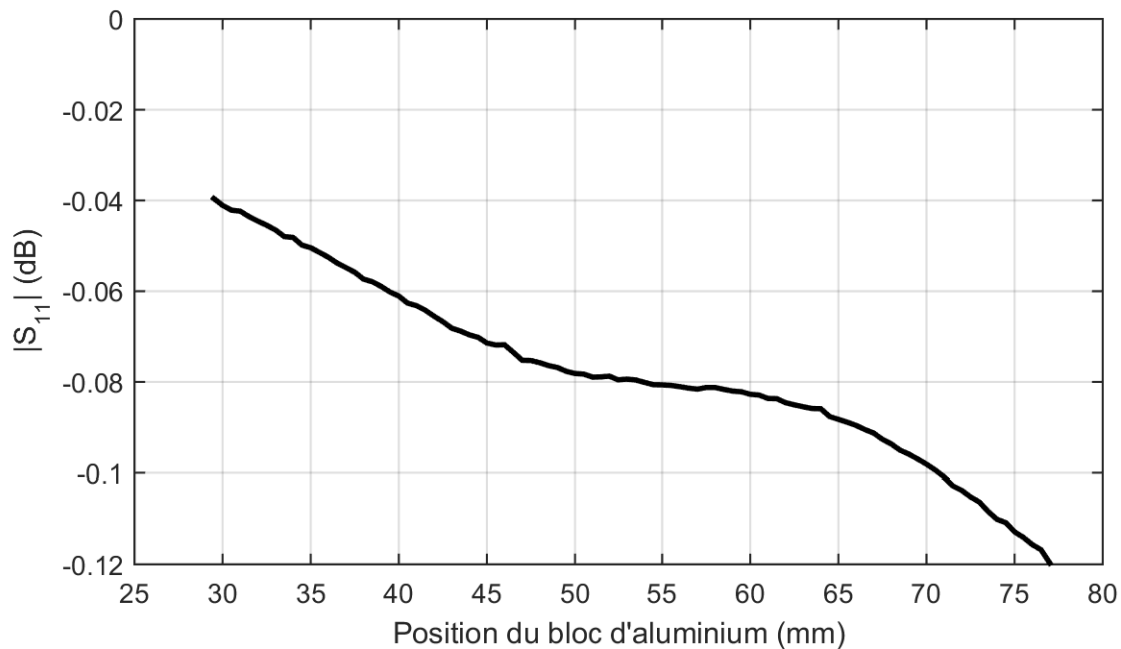


Figure 4.5 : Amplitude de S_{11} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.

On note que les amplitudes maximale et minimale sont respectivement de -0,040 dB à une position de 27,5 mm et de -0,120 dB à une position de 77 mm et que la moyenne des amplitudes sur la figure est de -0,078 dB. Ceci est négligeable par rapport aux pertes encourues avec le modèle à base de feuille magnétique (voir figure 3.10).

Sur le déplacement de 47,5 mm effectué par le bloc dans la simulation, 489° ont été parcourus au total, donnant environ $-10,3^\circ/\text{mm}$ comme pente moyenne. Ainsi, pour couvrir 360° , il faudrait un déplacement d'environ 35 mm du bloc à 9,4 GHz.

Il est également important de connaître la quantité de puissance qui traverse le court-circuit et qui se rend au port 2. À cette fin, le paramètre S_{21} a été simulé à 9,4 GHz et le graphique résultant est donné à la figure 4.7. L'amplitude moyenne de S_{21} est -29,073 dB.

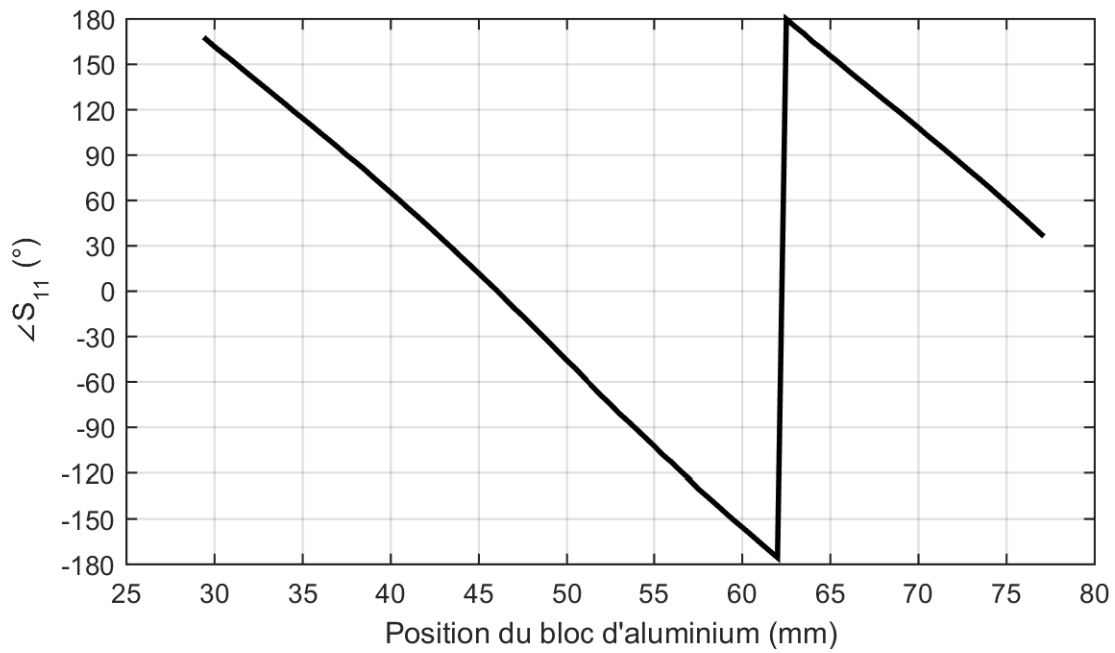


Figure 4.6 : Phase de S_{11} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.

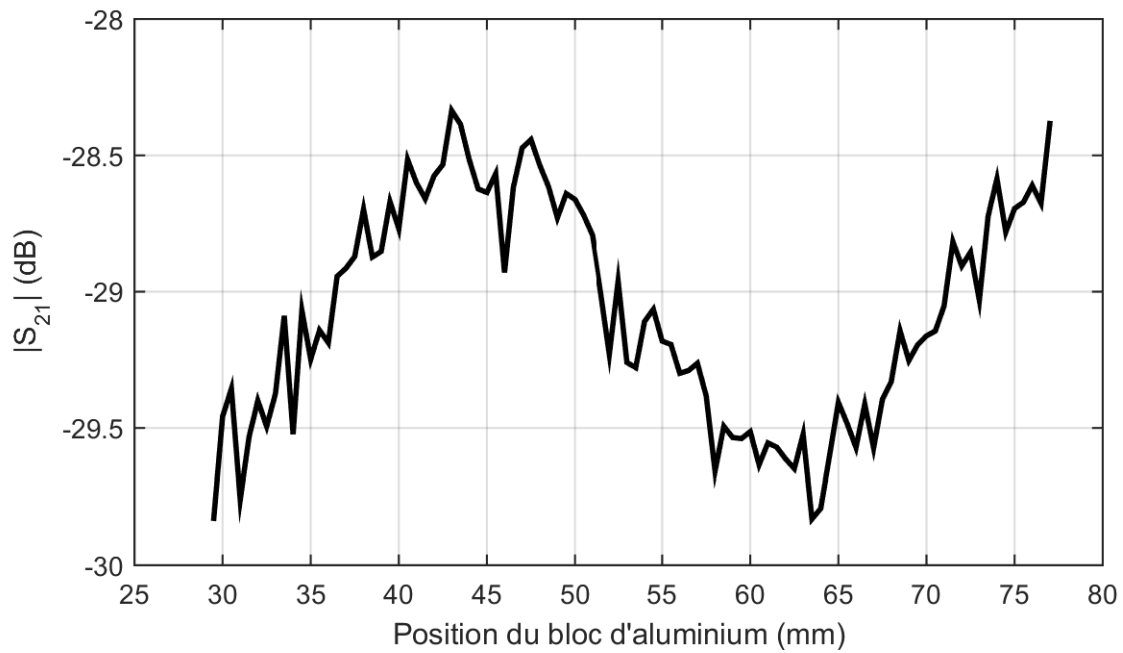


Figure 4.7 : Amplitude de S_{21} à 9,4 GHz en fonction de la position du bloc d'aluminium pour la cellule de test simulée dans HFSS.

4.3.4 Discussion

Du point de vue de l'amplitude, les résultats de simulation sont prometteurs. En effet, la quantité de puissance qui est réfléchie selon la simulation oscille entre 99,08 % à 27,5 mm et 97,45 % à 77 mm, avec une moyenne de 98,22 %. Les faibles pertes en puissance sont d'autant plus confirmées lorsqu'on constate que S_{21} est très faible, avec 0,12 % de puissance transmise en moyenne, ce qui indique que le court-circuit est très bon et ne laisse que peu de puissance aller là où elle n'est pas souhaitable. On constate tout de même une perte ohmique variant de 0,8 % à 2,43 %, ce qui est acceptable et normal.

En ce qui concerne le déphasage lui-même, il est également très bon puisqu'il permet de couvrir 360° en 35 mm de déplacement, ce qui est relativement court tout en ne l'étant pas trop, rendant peu ardue sa couverture avec suffisamment d'états possibles en utilisant des composantes mécaniques commerciales. Cela augure donc bien pour remplir le premier objectif présenté à la section 1.2. De plus, le déphasage est assez linéaire sur toute la distance, variant de $-9,183^\circ/\text{mm}$ à $-11,862^\circ/\text{mm}$, comme on le voit sur la figure 4.8, présentant la dérivée approximative de la phase par rapport à la position du bloc. Cette dérivée est équivalente à moins deux fois la constante de phase β du déphaseur, comme on le voit dans l'équation (4-2) permettant de trouver le coefficient de réflexion Γ à tout point ℓ d'une ligne de transmission. En ne regardant que la phase dans cette équation et en faisant la dérivée par rapport à la position ℓ , on obtient -2β , ce qui permet de trouver β à partir de la pente de S_{11} simulé ou mesuré.

$$S_{11} = \Gamma(\ell) = \Gamma(0)e^{-2j\beta\ell} \quad (4-2)$$

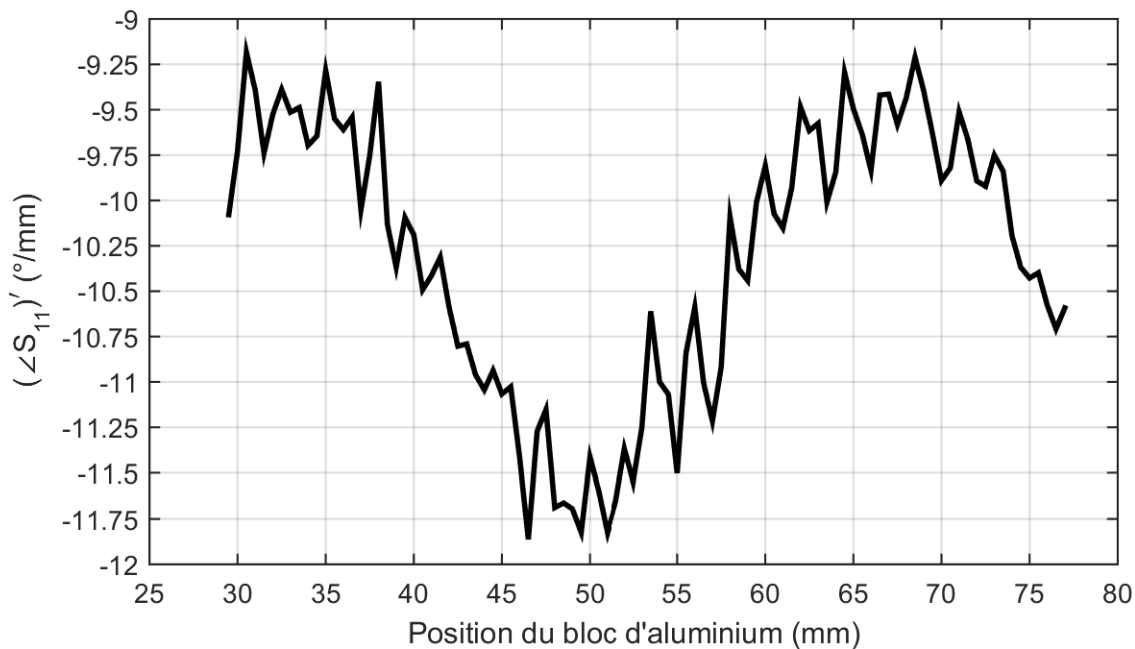


Figure 4.8 : Dérivée de la phase simulée à 9,4 GHz dans HFSS par rapport à la position du bloc. Cette dérivée donne la constante de phase du guide d'ondes lorsqu'on la divise par moins deux.

Idéalement, le déphasage varierait de façon linéaire pour toutes les positions du bloc, mais en pratique, même si la phase souhaitée est différente de quelques degrés par rapport à ce qui est réellement obtenu (la constante de phase maximale est plus élevée de $1,340^\circ/\text{mm}$ par rapport à la plus faible), cela ne devrait pas avoir un grand impact sur le diagramme de rayonnement obtenu pour un réseau contenant plusieurs éléments. Par ailleurs, si, pour une application quelconque, la phase devait être extrêmement précise, on pourrait tabuler les phases en fonction des positions de bloc et se servir de ces données plutôt que de les calculer avec une constante de phase moyenne pour créer le déphasage voulu. Cela demanderait plus de calcul en amont, mais donnerait des résultats plus précis par la suite.

La raison de cette dérivée non constante est probablement une résonance qui se crée entre la transition évasée imparfaite près des ports d'accès, donc légèrement réfléchissante, et le bloc d'aluminium. Cette résonance explique également l'aspect cyclique de la figure 4.8 où on remarque que la longueur d'onde du cycle correspond approximativement à la moitié de la longueur d'onde guidée à 9,4 GHz (étant donné l'aller-retour de l'onde), c'est-à-dire 35 mm, comme le montre l'équation (4-3) [19, p. 117].

$$\frac{\lambda_g}{2} = \frac{2 \times \pi}{\beta} \div 2 = \frac{\pi}{5,15^\circ/\text{mm} \times \frac{\pi}{180^\circ}} = 35 \text{ mm} \quad (4-3)$$

Une preuve supplémentaire de la qualité des résultats obtenus pour la phase est donnée lorsqu'on compare la constante de phase trouvée par la pente simulée moyenne avec β théorique. En effet, selon [19, p. 117], la constante de phase théorique de ce guide d'ondes est celle donnée dans l'équation (4-4).

$$\begin{aligned} \beta_{th} &= \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi \times 9,4 \times 10^9}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{18 \times 10^{-3}}\right)^2 - 0^2} \\ &= 5,24^\circ/\text{mm} \end{aligned} \quad (4-4)$$

Ainsi, on constate que β_{th} et le β moyen de $5,15^\circ/\text{mm}$ trouvé par simulation sont très semblables, différents de moins d'un dixième de degré par millimètre. Ainsi, la théorie et les simulations sont bien en accord.

4.4 Mesures des performances

Les résultats de simulation étant prometteurs, il est nécessaire de les comparer à des mesures réelles afin de les valider. C'est de ces mesures qu'il est question dans cette section.

4.4.1 Description physique et montage

Tout d'abord, en termes de description physique du système, on rappelle que les dimensions du guide d'ondes réel sont celles indiquées dans la figure 3.3 et que plus de détails sur les différents éléments composant la cellule de test, ainsi que sur les méthodes de fabrication employées pour fabriquer ces éléments, sont donnés dans la section 4.2. Une photographie du guide d'ondes fabriqué et séparé en ses deux moitiés est présentée dans le chapitre précédent à la figure 3.4. De plus, une photographie de deux blocs d'aluminium sertis d'aimant est présentée à la figure 4.9.

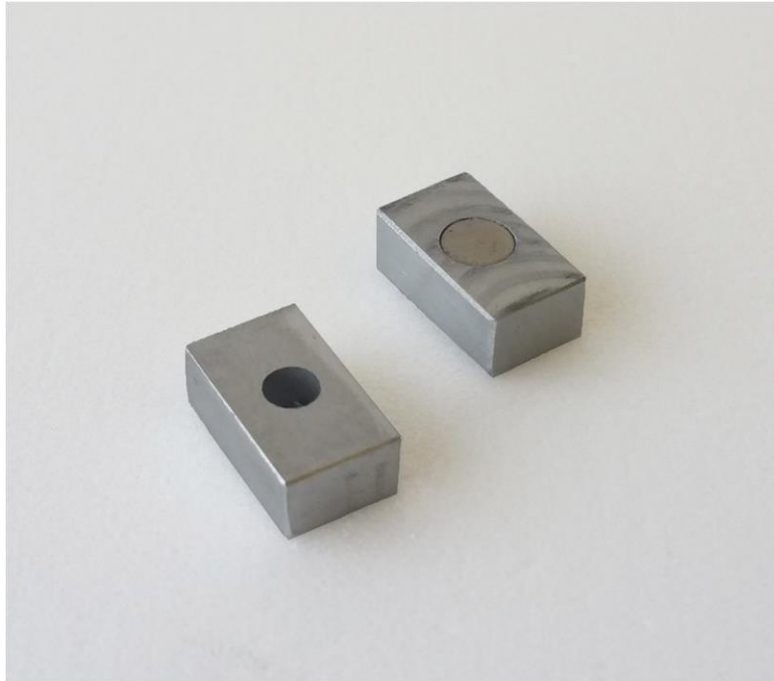


Figure 4.9 : Photographie de deux blocs sertis d'aimant.

Pour ce qui est des mesures, on se réfère au schéma visible dans la figure 4.10. On y voit que le microcontrôleur ainsi qu'un analyseur de réseau Anritsu 37369D étaient reliés par câble USB à un ordinateur. Un script MATLAB permet par la suite de contrôler le déplacement du moteur (conformément à la programmation du microcontrôleur qui permet un contrôle du déplacement des moteurs par communication série) et l'acquisition des données à l'aide de l'analyseur de réseau. Une photographie de l'élément testé est affichée dans la figure 4.11.

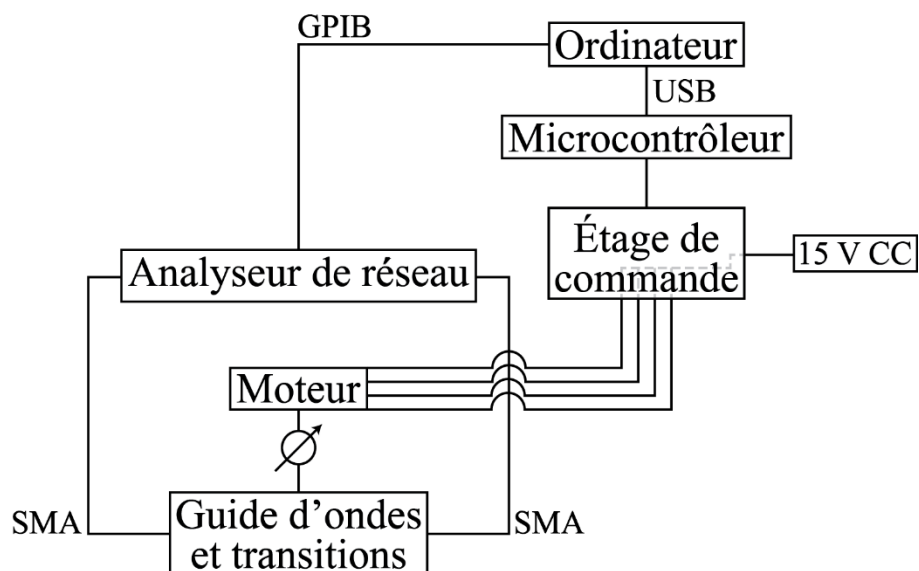


Figure 4.10 : Schéma fonctionnel du montage utilisé pour obtenir les résultats de mesure.

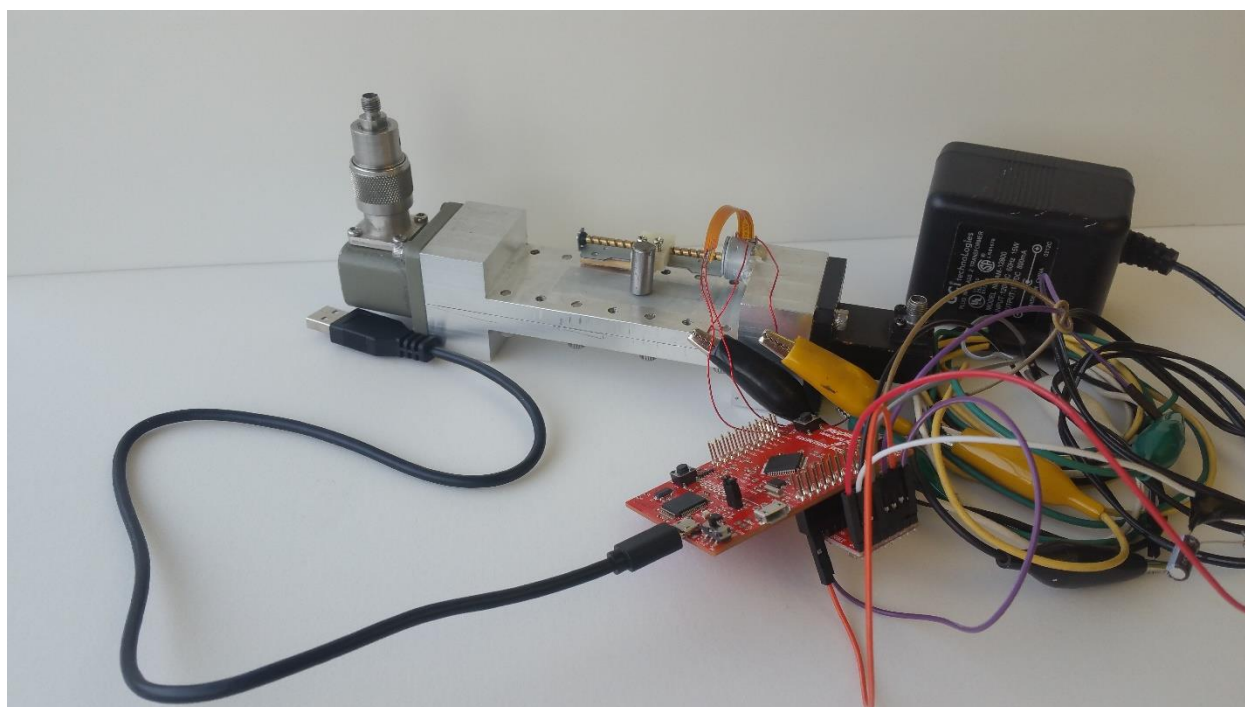


Figure 4.11 : Photographie de la cellule de test avec le moteur pas-à-pas, le microcontrôleur et l'étage de commande visibles.

On mentionne que l'analyseur de réseau était calibré par calibration TRL (*Thru, Reflect, Line*) au niveau des ports du guide d'onde rectangulaire WR-90 [19, p. 197-202], [47]. Cette calibration a pour avantage de mesurer seulement le dispositif qu'on veut mesurer, c'est-à-dire que

les pertes et les changements que les câbles ou les transitions permettant de passer d'un câble coaxial à un guide d'onde peuvent entraîner sont éliminés durant la calibration. Cette calibration permet donc d'obtenir les résultats les plus représentatifs possible du dispositif testé.

4.4.2 Résultats

Les résultats obtenus lors de plusieurs séances de mesure sont présentés dans cette sous-section puis sont évalués dans la sous-section 4.4.3. Les données d'amplitude de S_{11} lors d'un déplacement aléatoirement déterminé par MATLAB, mais balayant toutes les positions de 0 mm à 39 mm par pas de 0,5 mm, sont présentées sur la figure 4.12. Ce déplacement aléatoire avait pour but de vérifier qu'il était possible d'obtenir une phase prévisible, peu importe la position où le bloc débutait sa course afin de représenter un cas réel d'utilisation. Les positions adoptées sont représentées dans leur ordre d'apparition dans la figure 4.13. On note que les positions du moteur ont leur zéro fixé à la position minimale où le curseur du moteur peut se déplacer. Par rapport au guide d'onde, ce zéro ne signifie pas l'entrée du guide d'ondes, mais plutôt une position inconnue, bien que précise, située à environ 38 mm de son entrée, dans l'axe long du guide d'ondes.

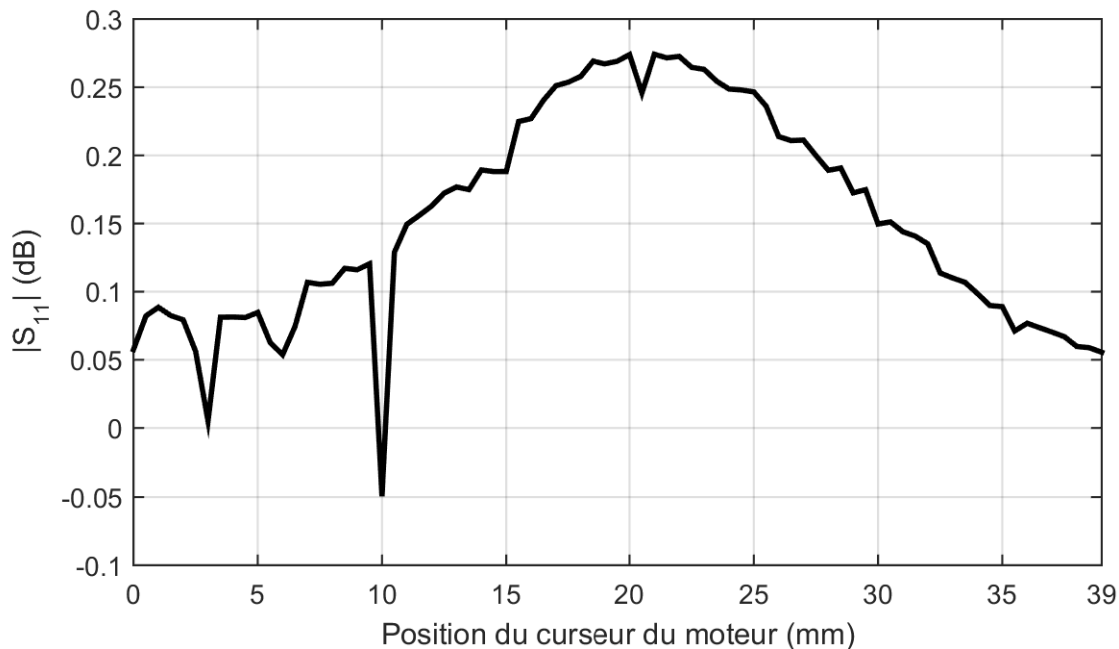


Figure 4.12 : Amplitude de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires.

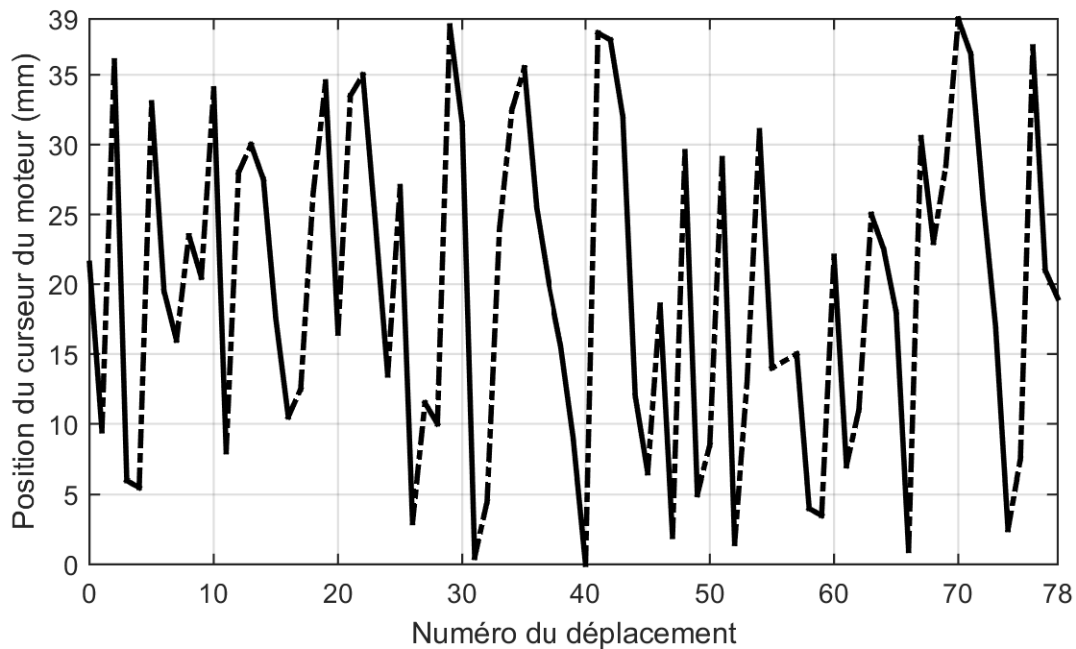


Figure 4.13 : Positionnement du bloc d'aluminium en fonction de l'itération de déplacement pour le déplacement aléatoire. Les lignes pleines représentent un déplacement positif et les lignes pointillées un déplacement négatif.

L'amplitude maximale mesurée est à une position de 21 mm avec 0,274 dB et l'amplitude minimale est de -0,049 dB à 10 mm. En moyenne, on a 0,153 dB d'amplitude, ce qui n'est pas physiquement possible. Une tentative d'explication à cette grande amplitude est donnée dans la sous-section 4.4.3.

Les phases de S_{11} obtenues pour cette série de mesure sont dans la figure 4.14. On remarque la présence d'un plateau de phase pour des positions de curseur entre 0 mm et 7 mm. Ce plateau est expliqué dans la sous-section 4.4.3. La phase couverte en tenant compte du plateau initial est 328° . En excluant le plateau initial, on voit que la courbe est assez linéaire pour en tirer la constante de phase égale à l'opposé de la moitié de la pente, c'est-à-dire $5,13^\circ/\text{mm}$.

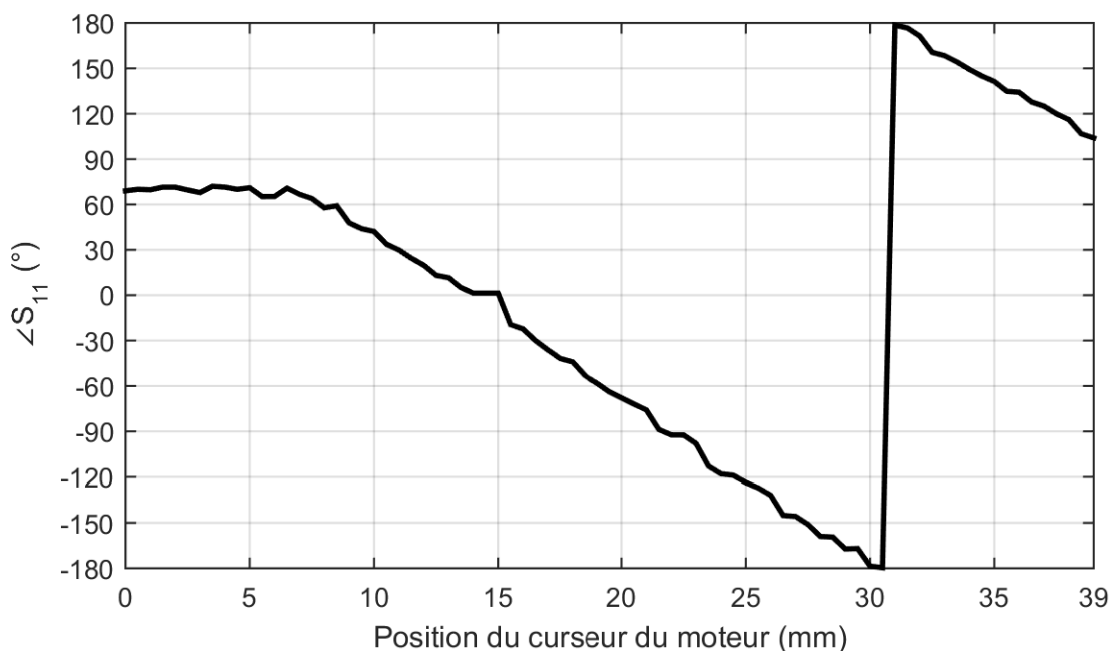


Figure 4.14 : Phase de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires.

Une autre série de mesures a été effectuée avec un déplacement répété. Cette série de mesures avait pour but d'évaluer la répétabilité des mesures, tout en vérifiant la validité des mesures trouvées lors des déplacements aléatoires. Les déplacements répétés procédaient comme montré dans la figure 4.15, c'est-à-dire que le curseur du moteur partait d'une position de 0 mm, allait à 19,5 mm, ajoutait 0,5 mm à la position précédent 19,5 mm, retournait à 19,5 mm et répétait cette opération jusqu'à atteindre 39 mm et retourner finalement à 19,5 mm pour sa position finale. Par exemple, les huit premiers points balayés étaient 0 mm, 19,5 mm, 0,5 mm, 19,5 mm, 1 mm, 19,5 mm, 1,5 mm et 19,5 mm. Ce balayage a permis d'obtenir la courbe d'amplitude présentée à la figure 4.16, ainsi que la courbe de phase de la figure 4.17.

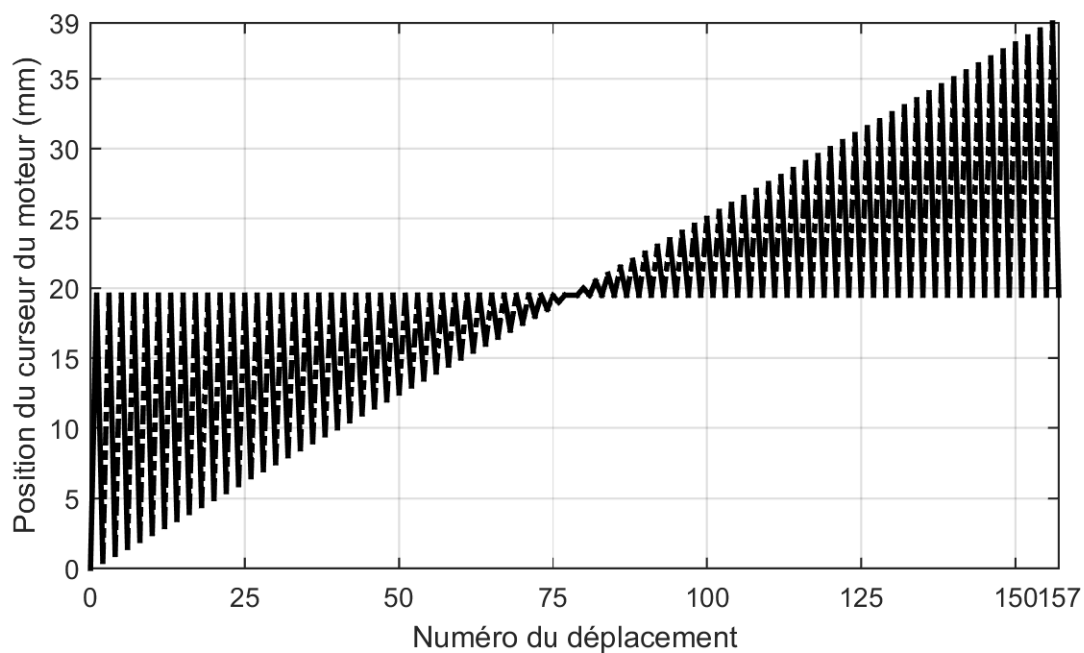


Figure 4.15 : Positionnement du bloc d'aluminium en fonction de l'itération de déplacement pour le déplacement répété. Les lignes pleines représentent un déplacement dans une direction et les lignes pointillées, l'autre direction de déplacement.

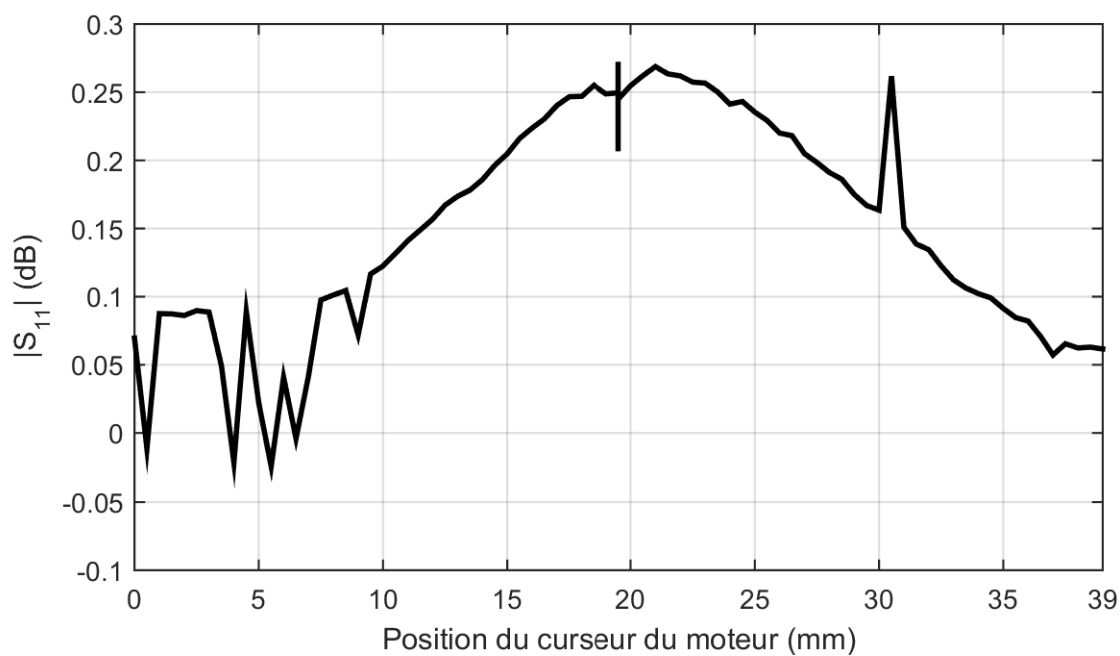


Figure 4.16 : Amplitude de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.

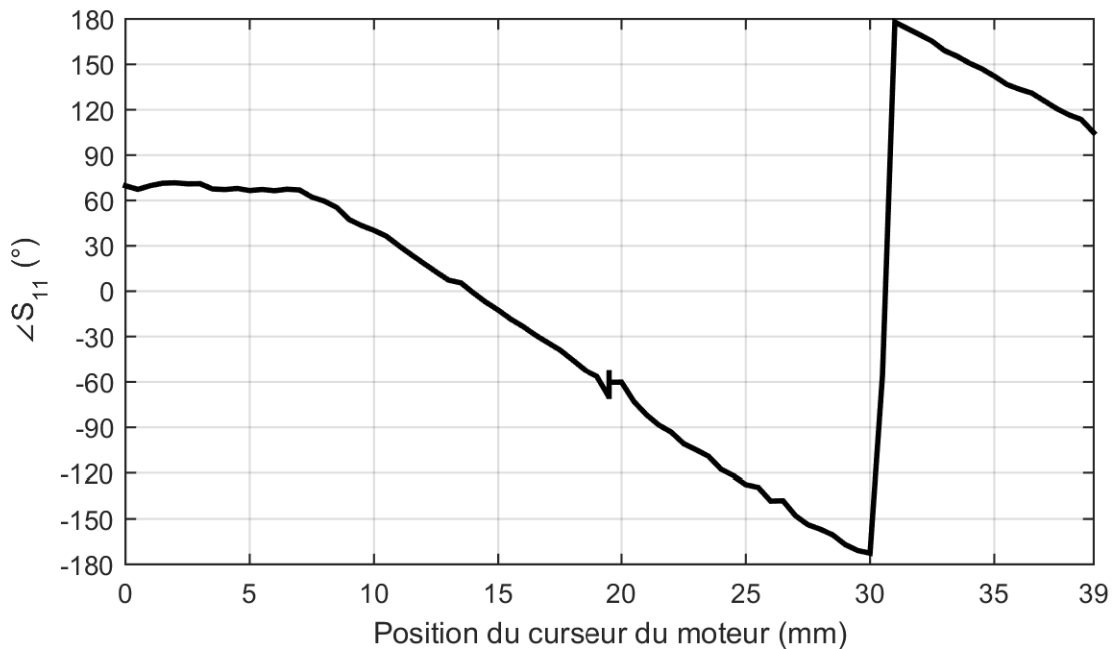


Figure 4.17 : Phase de S_{11} mesurée à 9,4 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.

On voit bien les multiples retours à une position de 19,5 mm du moteur, autant dans l'amplitude que dans la phase de S_{11} , sous la forme d'une ligne verticale à 19,5 sur l'axe des abscisses. Le minimum d'amplitude de S_{11} est -0,025 dB à 5,5 mm, le maximum est de 0,242 dB à 19,5 mm et la moyenne est de 0,205 dB. Le déplacement répété couvre une phase de 327° avec une pente de $-10,2^\circ/\text{mm}$, excluant le plateau initial.

Afin de montrer que la technique de déphasage présentée dans ce mémoire peut fonctionner à essentiellement n'importe quelle fréquence, la figure 4.18 et la figure 4.19 montrent respectivement les résultats de mesure d'amplitude et de phase pour le déplacement aléatoire présenté précédemment. Dans ces deux figures toutefois, on trouve 801 fréquences également distribuées entre 9 GHz et 10 GHz et on constate ainsi que les résultats et conclusions tirés à une fréquence de 9,4 GHz peuvent être généralement étendus aux autres fréquences que le guide d'ondes supporte.

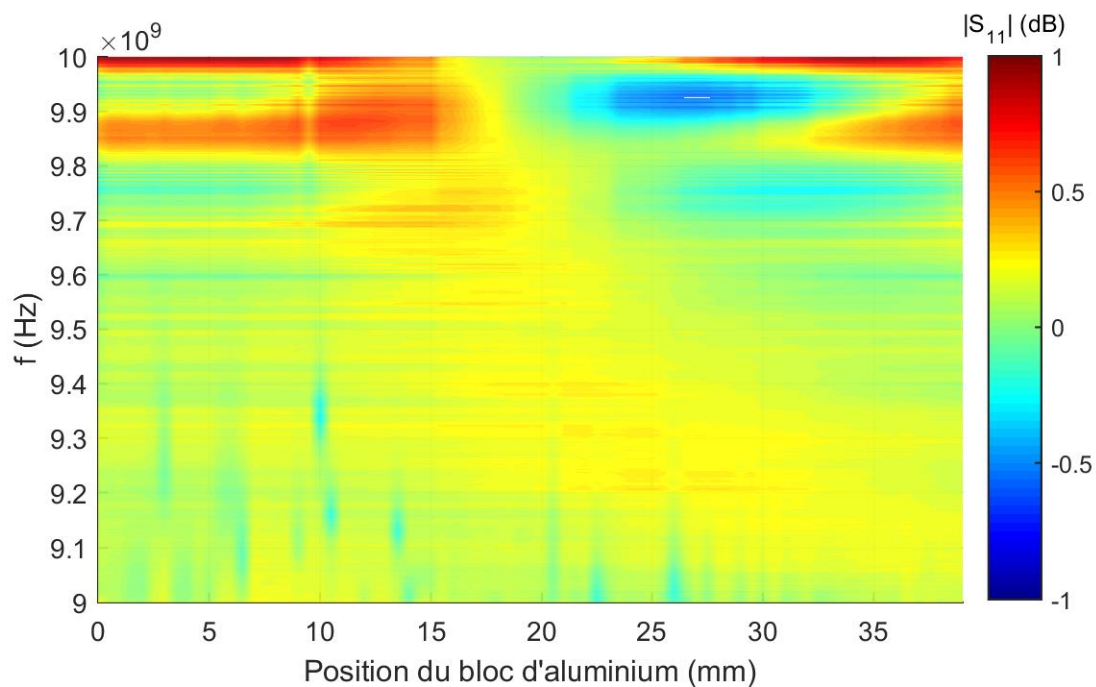


Figure 4.18 : Amplitude de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires sur une plage de fréquences allant de 9 GHz à 10 GHz.

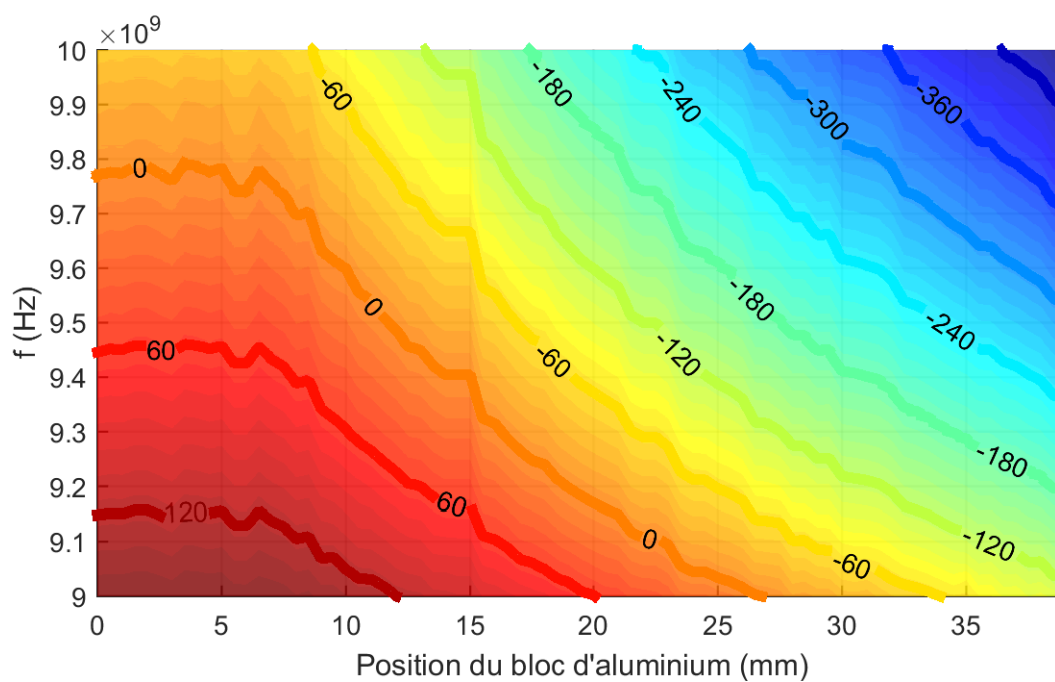


Figure 4.19 : Phase de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements aléatoires sur une plage de fréquences allant de 9 GHz à 10 GHz.

4.4.3 Discussion

La première chose qui frappe en observant les résultats d'amplitude de S_{11} présentés dans la sous-section précédente est que l'amplitude est souvent plus grande que 0 dB, c'est-à-dire que de la puissance est créée dans le déphaseur. De toute évidence, cette situation est impossible puisque le déphaseur est une composante passive qui ne peut donc pas créer de puissance. Un élément permettant d'expliquer en partie cette situation est l'incertitude de mesure de l'analyseur de réseau qui est d'environ 0,23 dB, lorsque l'amplitude mesurée est près de 0 dB, sur le Anritsu 37369D (on note de plus que pour la phase, dans ces mêmes conditions de mesure, l'incertitude est de 1,6° environ) [48, p. 8]. L'incertitude de mesure est donc un premier facteur qui peut expliquer l'amplitude mesurée. Sinon, de petites variations lors de la calibration TRL, comme un câble coaxial un peu abimé ou des connexions électriques n'étant pas tout à fait identiques entre deux manipulations, peuvent rendre l'amplitude plus grande que 0 dB étant donné les très faibles pertes présentes dans le guide d'ondes. À cela, on ajoute également que l'analyseur de réseau a fonctionné plusieurs heures de suite entre le moment où la calibration a été faite et le moment où les mesures ont été terminées, ce qui a pu introduire une certaine dérive thermique de la calibration. Dans tous les cas, les mesures d'amplitude de S_{11} , bien que physiquement irréaliste, ont peu de probabilité d'être réellement radicalement inférieures à 0 dB. De plus, cette hypothèse est appuyée par la théorie et les simulations, présentées respectivement dans la section 2.4 et la section 4.3.

Les déplacements répétés de la figure 4.16 et de la figure 4.17 permettent de faire une analyse sur la répétabilité des mesures. Plus précisément, la figure 4.20 et la figure 4.21 présentent des histogrammes de la distribution de valeurs mesurées pour l'amplitude et la phase de S_{11} pour les 79 occasions où le curseur du moteur est retourné à la position 19,5 mm.

À ce propos, on trouve quelques statistiques dans le tableau 4.2. On note que ce qui est présenté dans ce tableau n'est pas une étude statistique exhaustive (ce qui est difficile à faire avec les données actuelles étant donné, notamment, que la forme de la distribution n'est pas claire), il s'agit seulement de quelques statistiques générales pouvant mener à quelques pistes de réflexion. Le tableau 4.2 inclut une colonne où la valeur minimale de la distribution est conservée et une colonne où cette valeur n'est pas conservée étant donné qu'elle semble aberrante en se situant à plus de six écarts-types de la moyenne. Toutefois, aucune explication satisfaisante n'a été trouvée pour expliquer cette distance de la moyenne. En effet, il ne s'agit pas d'une erreur instrumentale

puisque la phase de S_{11} correspondante à cette mesure d'amplitude est de 63° , ce qui est une des valeurs de phase les plus communes dans la distribution de la figure 4.21. De plus, le risque d'erreur de manipulation est pratiquement inexistant puisque toutes les manipulations ont été faites par ordinateur. Bref, cette donnée probablement aberrante ne pouvant être expliquée de manière satisfaisante, le tableau 4.2 présente des statistiques concernant la distribution incluant ou excluant la valeur minimale d'amplitude, selon l'interprétation qu'on souhaite avoir. On constate ainsi que l'amplitude obtenue pour une mesure répétée, dans le cas où on tient compte de la valeur minimale, devrait être de $(0,2601 \pm 0,0258)$ ou, si on ne tient pas compte de la valeur minimale, $(0,2608 \pm 0,0186)$ dB, dans environ 99,7 % des mesures dans les deux cas (en supposant une distribution normale des données). Cette variation est plutôt faible, ce qui est bon, d'autant plus que les pertes dans le déphaseur de ce mémoire sont déjà très faibles et ne sont donc pas l'élément limitant du concept.

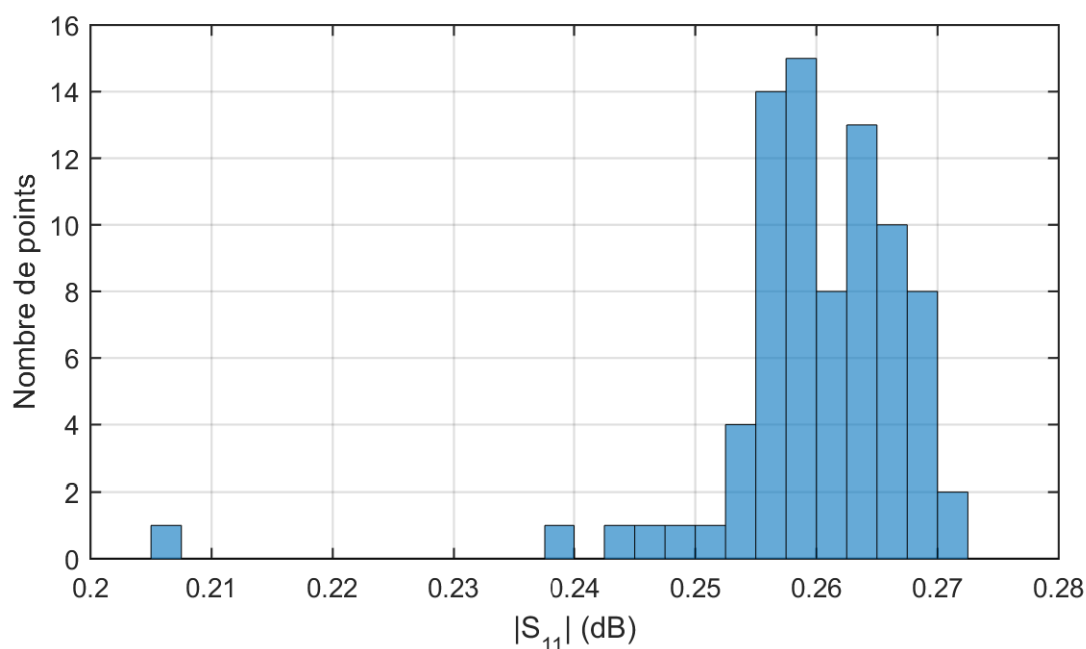


Figure 4.20 : Distribution de l'amplitude mesurée pour les 79 fois où le curseur du moteur s'est arrêté à une position de 19,5 mm à 9,4 GHz.

Tableau 4.2 : Statistiques concernant la distribution de l'amplitude de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur s'est arrêté à 19,5 mm.

Donnée	Valeur en tenant compte de la valeur minimale (dB)	Valeur en éliminant la valeur minimale (dB)
Minimum	0,2066	0,2376
Maximum	0,2724	0,2724
Moyenne	0,2601	0,2608
Médiane	0,2606	0,2606
Écart-type	0,0086	0,0062

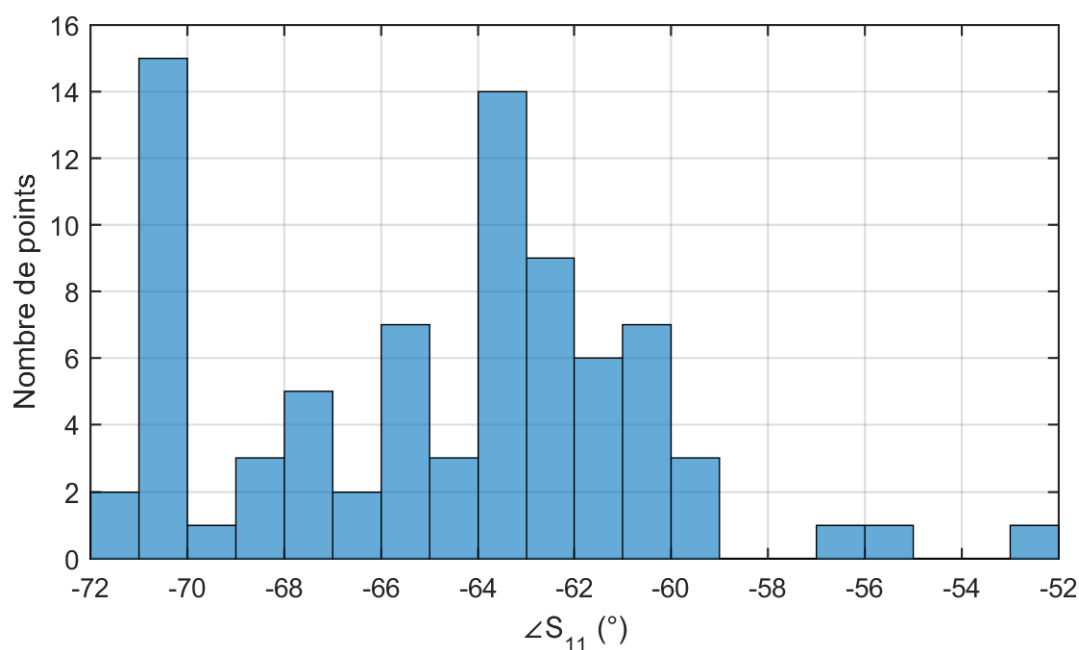


Figure 4.21 : Distribution de la phase mesurée pour les 79 fois où le curseur du moteur s'est arrêté à une position de 19,5 mm à 9,4 GHz.

Tableau 4.3 : Statistiques concernant la distribution de la phase de S_{11} mesurée lorsque le curseur du moteur s'est arrêté à 19,5 mm.

Donnée	Valeur (°)
Minimum	-71
Maximum	-52
Moyenne	-65
Médiane	-64
Écart-type	4

En ce qui concerne la répétabilité de la phase, dont on a un aperçu dans la figure 4.21, elle est très bonne. La forme de la distribution est, comme pour l'amplitude, difficile à établir, mais

quelques statistiques sont tout de même présentées dans le tableau 4.3. Il est pertinent de noter d'abord que l'analyseur de réseau Anritsu 37369D a une incertitude de mesure de la phase d'environ $1,6^\circ$ en réflexion pour des mesures d'environ 0 dB en puissance [48, p. 8]. Les statistiques du tableau 4.3 permettent de déterminer que dans environ 99,7 % des arrêts du curseur à une position précise (correspondant à une distribution de trois écarts-types autour de la moyenne), la phase ne devrait pas varier de plus de 12° autour de cette position précise à 9,4 GHz. Ainsi, la phase obtenue en répétant des mesures ne devrait varier que très peu, augmentant la fiabilité du déphaseur. La répétabilité des mesures devient toutefois moins bonne à mesure que la fréquence augmente puisque la longueur d'onde guidée diminue et, par le fait même, pour une même différence de positionnement du bloc par rapport à une position moyenne, le déphasage augmente. Par exemple, à 10 GHz plutôt qu'à 9,4 GHz, l'écart-type de la phase obtenue pour une position du curseur du moteur à 19,5 mm devient 5° plutôt que 4° .

On note que la distribution presque bimodale de la figure 4.21 (à -71° et -63°) pourrait être causée par un ou deux endroits où la friction entre le bloc d'aluminium et le guide d'ondes est plus élevée (des endroits où il y aurait une encoche ou des rayures par exemple). Cela aurait pour effet d'augmenter la probabilité que le bloc s'arrête à ces endroits durant son déplacement. Par ailleurs, ce genre de problème d'arrêt du bloc à des endroits non désirés dans le guide d'ondes est un problème qui existe réellement dans le prototype actuel. En effet, bien que par hasard le problème ne soit pas très visible à 9,4 GHz dans la figure 4.17, le bloc d'aluminium est bel et bien resté coincé, probablement à une position équivalente du curseur d'environ 19,5 mm, lorsque le curseur était à 30,5 mm, comme le montre la figure 4.22. Ces situations de blocage n'ont pas été spécifiquement évaluées dans le cadre de ce mémoire, bien qu'elles mériteraient de l'être, mais une conclusion assez importante a tout de même pu être obtenue au courant des expérimentations prévues. Effectivement, lors d'une série de mesures où le guide d'ondes a été mis sur son côté, il a été remarqué que le bloc d'aluminium restait bloqué beaucoup plus souvent, assez pour rendre le déphaseur trop peu fiable pour être utilisé. Cela était fort probablement causé par le bloc d'aluminium qui était attiré par l'attraction gravitationnelle dans une direction où la force magnétique était pratiquement nulle. Cette attraction crée assez de friction pour découpler le système aimant-bloc ferromagnétique, stoppant le bloc d'aluminium là où le système s'est découplé. Outre éviter d'orienter le guide d'ondes incorrectement, quelques solutions pourraient être employées. La première serait d'insérer un matériau comme de la graisse ou un revêtement

tribologique servant à réduire la friction entre le bloc d'aluminium et les parois du guide d'ondes. Faire une telle chose pourrait toutefois créer d'autres problèmes, notamment créer une ligne de transmission où les ondes pourraient cheminer au lieu d'être réfléchies sur le bloc d'aluminium et ainsi augmenter les pertes du déphaseur, ou bien, dans une application spatiale, créer du dégazage qui pourrait augmenter les risques de claquage électrique à haute-puissance. Une autre option serait d'utiliser un autre aimant plutôt qu'un bloc ferromagnétique. Cela aurait pour effet d'augmenter la proportion de force magnétique agissant entre le curseur du moteur et le bloc d'aluminium et réduirait ainsi le risque que la force d'attraction gravitationnelle l'emporte sur la force magnétique et tire malencontreusement le bloc d'aluminium vers une paroi du guide d'ondes. Toutefois, l'augmentation de la force magnétique augmenterait la friction entre le bloc d'aluminium et la paroi supérieure du guide d'ondes, ce qui pourrait déplacer le problème de trop grande friction d'une paroi latérale à la paroi supérieure. Bref, d'autres tests seraient nécessaires pour déterminer comment régler complètement ce problème, mais, pour ce mémoire, le problème n'était pas assez présent pour nécessiter une étude plus approfondie.

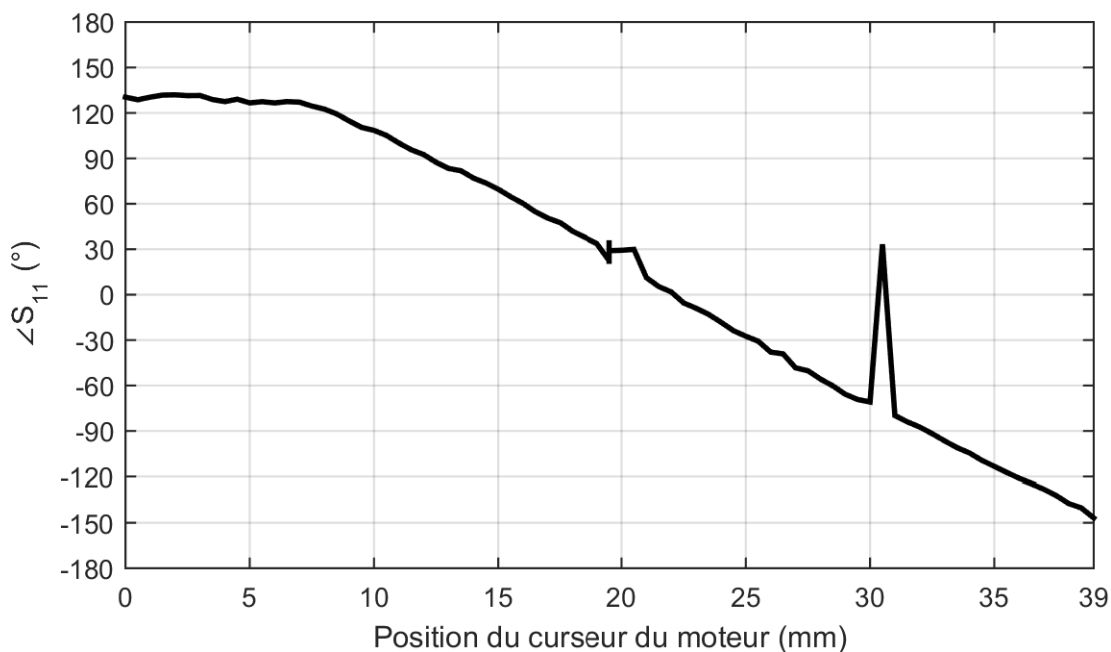


Figure 4.22 : Phase de S_{11} mesurée à 9,1 GHz lorsque le curseur du moteur effectuait des déplacements répétés.

Un des aspects les plus importants des différentes phases de S_{11} exposées dans cette section du mémoire est maintenant abordé : l'hystérésis de déplacement (voir la section 2.5 pour une

définition de l'hystérésis). Pendant longtemps, les mesures de phase effectuées dans le cadre de ce mémoire présentaient des anomalies inexplicables. Ce n'est qu'après une analyse approfondie de certains graphiques de phase, notamment celui de la figure 4.23, que la réponse à ces anomalies et à la présence des plateaux initiaux fut révélée. On voit en observant cette figure que la phase en fonction de la position semble être répartie sur deux lignes parallèles. Sachant que la phase est essentiellement linéaire en fonction de la position du bloc d'aluminium, ces deux lignes parallèles laissent penser que le bloc d'aluminium se déplace convenablement, mais qu'il est décalé d'une valeur constante dans certains cas. En analysant la courbe de déplacement présentée dans la figure 4.13 et la phase donnée dans la figure 4.23, on remarque que chaque fois que le curseur du moteur fait un déplacement de plus de sept millimètres dans une direction donnée, par exemple dans une direction où la position du curseur augmente, les valeurs mesurées de phase de S_{11} sont toutes sur la même ligne de la figure 4.23. Pareillement, lorsque le curseur du moteur se déplace de plus de sept millimètres dans la direction opposée, la phase de S_{11} mesurée se retrouve sur l'autre ligne de la figure 4.23. C'est ainsi que l'hystérésis de déplacement fut découverte. La valeur de sept millimètres a quant à elle été obtenue grâce aux données de la figure 4.24 suivant le même principe que la figure 2.3.

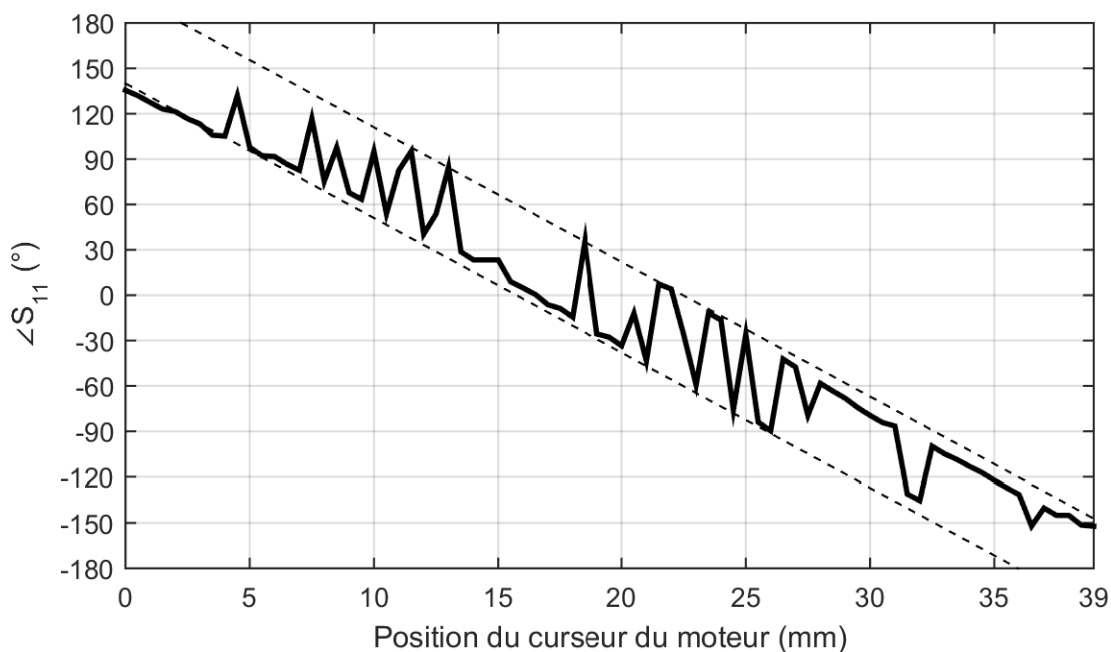


Figure 4.23 : Phase de S_{11} à 9,1 GHz, pour un déplacement aléatoire sans correction pour l'hystérésis, qui a permis d'expliquer la présence des plateaux initiaux et des anomalies.

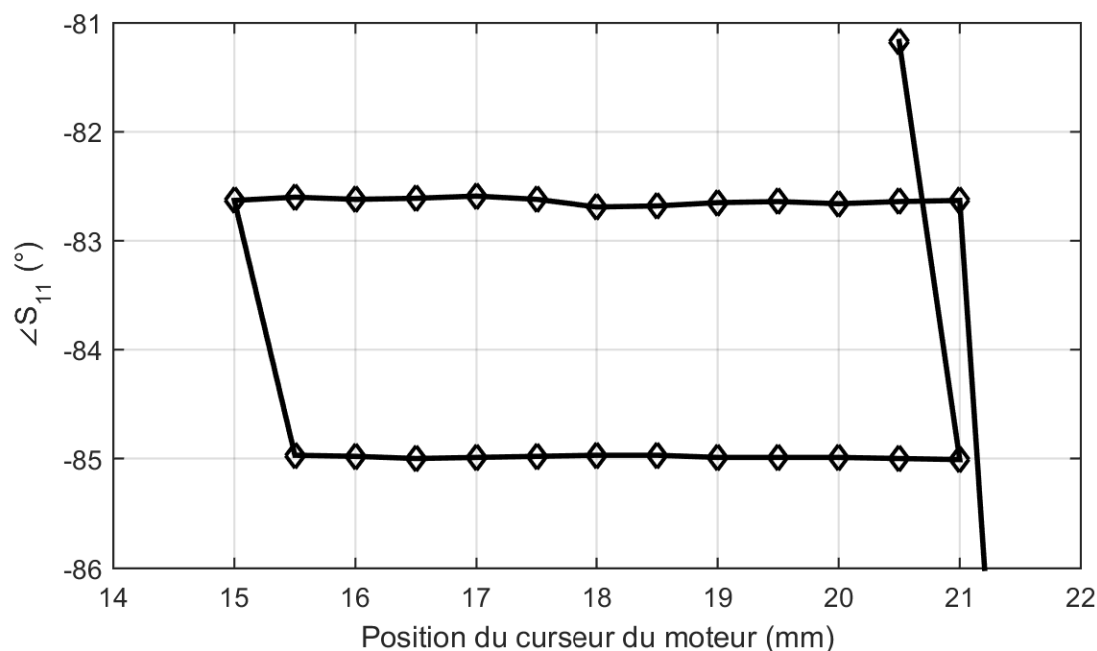


Figure 4.24 : Courbe d'hystérésis de déplacement du bloc d'aluminium.

Ce problème est causé par le gradient du champ magnétique produit par l'aimant inséré dans le bloc d'aluminium. Ce champ est trop faible directement dans l'axe du disque de l'aimant (voir la figure 4.25 pour une visualisation du champ magnétique d'un disque aimanté) pour que la force magnétique surpasse la friction entre le bloc d'aluminium et la paroi du guide d'ondes. Ainsi, il faut un certain angle entre le bloc ferromagnétique et l'aimant pour que le gradient soit suffisamment grand, ce qui survient après un certain déplacement du curseur du moteur par rapport au bloc d'aluminium. Dans le cas de la cellule de test, cette distance s'avère être d'environ sept millimètres, comme mentionnée plus haut. Sachant cela, le problème de l'hystérésis de déplacement est contourné en programmant les déplacements afin de s'assurer que chaque déplacement du curseur du moteur se termine par un mouvement d'au moins sept millimètres dans une direction donnée. Par exemple, si le curseur devait aller de la position 20 mm à la position 30 mm, le déplacement se ferait en une étape de 20 mm à 30 mm, mais si le déplacement se faisait plutôt d'une position de 30 mm à une position de 20 mm, le curseur irait de la position 30 mm à la position 13 mm, puis de la position 13 mm à la position 20 mm. Ainsi, dans les deux cas, le déplacement final du curseur se ferait dans la direction croissante des positions, faisant en sorte que la phase mesurée serait toujours sur la même ligne (celle du bas sur la figure 4.23, par exemple). Cette hystérésis et sa correction expliquent également le plateau initial dans toutes les figures

présentant la phase mesurée de S_{11} de cette section du mémoire. En effet, le plateau est présent parce qu'il est impossible pour le curseur de parcourir les sept millimètres nécessaires à la correction de l'hystérésis lorsque la position où S_{11} doit être mesuré est plus petite que 7 mm. Le curseur ne peut atteindre des positions négatives puisque la position 0 mm correspond à la position mécanique minimale du curseur, le point où le curseur touche le cadre du moteur et ne peut continuer sa course. Le dernier déplacement ne peut donc jamais être de sept millimètres ou plus dans la direction des positions croissantes tant que la position souhaitée n'est pas 7 mm ou plus. Effectivement, dans les figures présentant la phase de S_{11} de la présente section, les plateaux font sept millimètres de long après quoi la correction d'hystérésis mise en œuvre commence à avoir un effet.

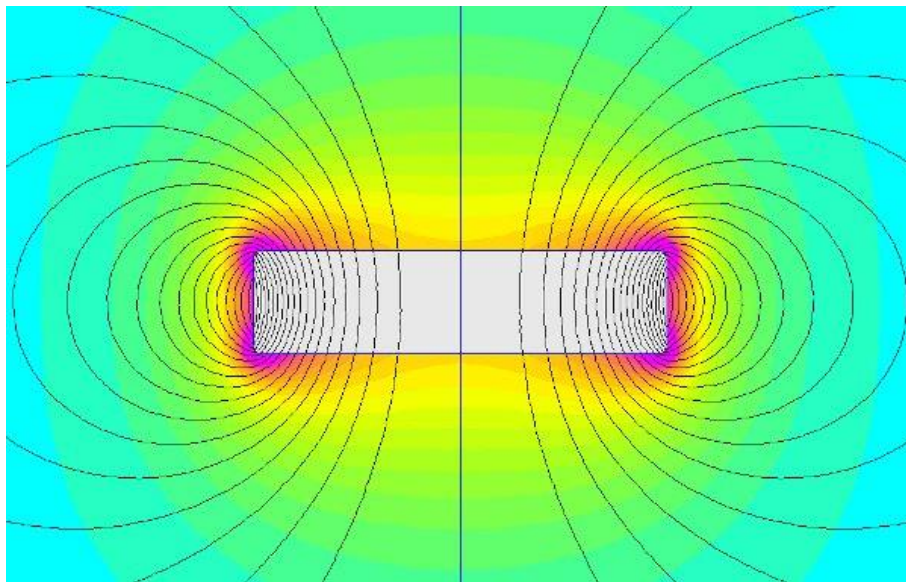


Figure 4.25 : Champ magnétique d'un disque aimanté semblable à l'aimant incrusté dans le bloc d'aluminium [49].

La solution implémentée dans ce mémoire pour éviter l'hystérésis n'est qu'une manière de contourner le problème, pas une façon d'éliminer l'hystérésis, comme en témoigne le plateau initial discuté précédemment. Afin d'éliminer autant que possible l'hystérésis, deux pistes de solution sont proposées ici. La première consiste à utiliser un aimant plutôt qu'un bloc ferromagnétique. De cette manière, le gradient du champ magnétique serait plus grand et pourrait réduire l'angle nécessaire entre le curseur du moteur et le bloc d'aluminium avant que le gradient soit assez grand pour vaincre la friction. Cette option pour diminuer les problèmes d'hystérésis pourrait également régler les situations où le bloc se coince, comme expliquée plus haut. La seconde piste consiste à

modifier la forme du bloc ferromagnétique afin d'augmenter son interaction avec le champ magnétique. Cette modification demanderait toutefois une étude approfondie sur les champs magnétiques du prototype, ce qui n'a pas pu être fait dans ce mémoire, faute de temps.

Une information qui n'est pas visible dans les résultats présentés, mais qui est assez importante, est la vitesse à laquelle le déphaseur passe d'une phase à une autre. Dans le prototype présenté dans ce mémoire, l'élément limitant est la vitesse maximale du moteur. En effet, lorsque les pulsations électriques pour activer le moteur sont trop courtes, les vibrations générées par le fonctionnement du moteur sont tellement puissantes qu'elles empêchent la rotation du rotor. Pour éviter le problème, il faut réduire les vibrations dans le moteur et la solution la plus simple pour ce faire est d'utiliser les plus petits micropas que l'étage de commande permet, c'est-à-dire un seizième de pas par pulsation ($1,125^\circ$ par pulsation dans le cas des moteurs utilisés dans le prototype). Utiliser ces micropas permet d'alimenter le moteur avec une onde carrée de rapport cyclique de 50 % et de période de $200 \mu\text{s}$. Ainsi, le curseur du moteur et incidemment le bloc d'aluminium parcourent près de 47 mm par seconde, comme le montre l'équation (4-5). Cela représente environ 477° par seconde de déphasage à 9,4 GHz, en utilisant la longueur d'onde guidée multipliée par deux (pour tenir compte de l'aller-retour de l'onde). Ainsi, à 9,4 GHz, il faut moins d'une seconde pour parcourir 360° de déphasage, ce qui est assez rapide, bien que très loin de ce que les déphaseurs électroniques peuvent réaliser (souvent de l'ordre des nanosecondes, comme indiqué dans [21, p. 25]). À plus haute fréquence, la longueur d'onde guidée étant plus grande, la vitesse de déphasage serait plus grande, mais, comme mentionné plus haut, l'incertitude sur la phase risque d'être plus grande également.

$$\frac{1 \text{ micropas}}{200 \mu\text{s}} \times \left(\frac{1,125^\circ / \text{micropas}}{360^\circ / \text{tour}} \times \frac{3 \text{ mm}}{\text{tour}} \right) = 46,875 \frac{\text{mm}}{\text{s}} \quad (4-5)$$

On note que même si utiliser des micropas réduit le moment de force du moteur pour chaque déplacement [37], cela a peu d'impact dans le cas des prototypes présentés dans ce mémoire, c'est pourquoi cette option est privilégiée.

Une dernière chose à mentionner à propos du prototype présenté dans cette section est que, bien qu'il ne soit pas possible actuellement à 9,4 GHz d'obtenir 360° de déphasage, en utilisant un moteur pas-à-pas ayant une plus longue vis et donc une plus grande distance de déplacement du

curseur, on pourrait éviter le plateau initial causé par l'hystérésis et ainsi facilement parcourir les 35 mm environ nécessaires pour atteindre l'objectif concernant les états de déphasage présenté dans la section 1.2. Des moteurs pas-à-pas à plus longue vis sont facilement disponibles commercialement.

4.5 Discussion et comparaison entre simulations, mesures et littérature

En comparant les résultats de simulation de la figure 4.6 et les résultats de mesure de la figure 4.14, on obtient la figure 4.26 après une translation de la courbe simulée pour faire correspondre les deux courbes. Cet ajustement a lieu d'être puisque les simulations considèrent la position exacte du bloc au sein du guide d'ondes tandis que les mesures traitent de la position du curseur du moteur et non du bloc d'aluminium lui-même.

On remarque que le déphasage simulé et celui mesuré sont presque les mêmes, comme en témoignent les pentes de la phase de S_{11} qui sont de $-10,3^\circ/\text{mm}$ en simulation et $-10,3^\circ/\text{mm}$ ou $-10,2^\circ/\text{mm}$ pour les deux cas de mesures exposés à 9,4 GHz. La pente théorique de la phase, obtenue de la constante de phase calculée dans l'équation (4-4), étant de $-10,5^\circ/\text{mm}$, on constate que la correspondance entre la théorie, les simulations et les mesures pour le déphasage est excellente.

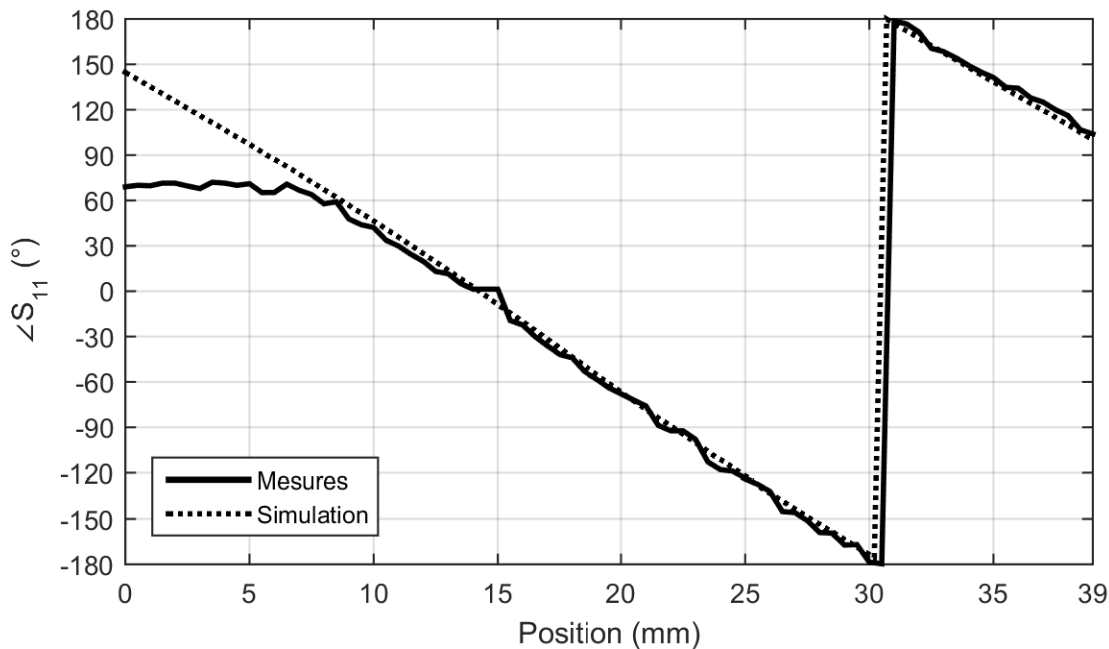


Figure 4.26 : Comparaison de la phase de S_{11} simulé et mesuré pour des déplacements aléatoires en fonction, respectivement, de la position corrigée du bloc d'aluminium et du curseur du moteur.

La fréquence est 9,4 GHz.

De plus, étant donné la méthode utilisée pour déplacer le bloc d'aluminium, le déphasage est essentiellement analogique et peut couvrir 360° en environ 35 mm de déplacement du bloc, une valeur concordant avec la moitié de la longueur d'onde guidée calculée dans l'équation (4-3) et le trajet aller-retour de l'onde dans la cellule. On ajoute que, selon les besoins, il est possible de changer le moteur pas-à-pas utilisé afin, par exemple, d'utiliser une vis avec un pas plus fin pour obtenir plus d'états possibles de déphasage ou bien un moteur plus puissant ou rapide. La technique présentée dans ce mémoire est donc facilement adaptable en plus d'offrir beaucoup plus d'états de déphasage, étant donné que le contrôle est pratiquement analogique, comparativement à ce qui est majoritairement fait actuellement en termes de déphasage dans le commerce et même dans la recherche (voir [50, p. 176, 187, 279, 327] pour des résultats typiques de la littérature).

En ce qui a trait à l'amplitude, la correspondance entre la théorie, les simulations et les mesures est moins bonne. Cela dit, ces trois cas semblent montrer que les pertes créées par le déphaseur de ce mémoire sont très faibles comparativement aux autres déphaseurs, notamment ceux présentés dans la revue de littérature de la section 1.3.

La consommation de puissance d'une cellule comme celle présentée dans ce chapitre est très faible, essentiellement $396 \mu\text{W}$ consommés par l'étage de commande. Cette valeur pourrait probablement être diminuée par un étage de commande spécialement conçu pour cette application plutôt que d'utiliser un circuit générique acheté en ligne. Ainsi, la puissance nécessaire par cellule est bien moins élevée que ce qu'on trouve dans la littérature (voir [15] pour un exemple) où il faut souvent activement polariser les éléments d'un déphaseur pour obtenir le déphasage voulu. Il est vrai que la consommation de puissance de la cellule présentée dans ce chapitre est plutôt élevée lorsque le déphasage doit changer, mais cette consommation dure moins d'une seconde même pour obtenir une différence de déphasage de 360° .

CHAPITRE 5 RÉSEAU-RÉFLECTEUR À GUIDES D'ONDES

Comme mentionné, les cellules présentées dans le chapitre 3 et le chapitre 4 sont une partie d'un tout : un réseau-réflexeur. C'est ce dernier qui est décrit dans le présent chapitre.

On traite d'abord de quelques notions théoriques (5.1) qui sont utiles à la compréhension du réseau-réflexeur complet, c'est-à-dire les évasements (5.1.1), les cornets (5.1.2), la synthèse de phase (5.1.3) et les lobes discordants (5.1.4). Par la suite, la base du réseau-réflexeur (5.2.1), son évasement (5.2.2), son cornet (5.2.3), le peigne (5.2.4) et l'intégration du circuit de contrôle au prototype (5.2.5) sont décrits dans la section 5.2. La troisième section du chapitre traite des simulations effectuées (5.3). Un peu de théorie est d'abord présentée (5.3.1), puis le modèle de simulation est décrit dans la sous-section 5.3.2 avant les résultats (5.3.3) et la discussion des résultats (5.3.4). Comme dans le chapitre précédent, on aborde ensuite les mesures, faites dans la chambre anéchoïque de Polytechnique Montréal dans la section 5.4. Le montage de mesure (5.4.1), des résultats de mesures (5.4.2) et de la discussion à propos des résultats (5.4.3). Finalement, les résultats de simulation et de mesure sont comparés dans la section 5.5 pour terminer avec une autre comparaison, mais entre la méthode actuelle de réalisation d'un réseau-réflexeur et les autres méthodes (5.6) cette fois-ci.

5.1 Théorie

Le principe de fonctionnement général d'un réseau-réflexeur est explicité dans la section 2.2, mais certains détails du réseau-réflexeur de ce mémoire gagnent à être abordés, et c'est le but de cette section.

5.1.1 Évasement (*flare*)

Un évasement a généralement pour but de diminuer le coefficient de réflexion d'une onde électromagnétique lorsqu'elle passe d'un milieu ayant une certaine impédance à un autre milieu ayant une impédance différente puisque l'impédance du milieu change de façon graduelle dans un évasement. Cette diminution du coefficient de réflexion est utile pour augmenter la transmission de puissance et pour possiblement diminuer les résonnances. L'évasement est également utile pour concentrer les ondes puisqu'une plus large ouverture dans un axe a pour effet de produire un

faisceau plus étroit dans l'axe perpendiculaire à l'ouverture, jusqu'à un certain point [20, Chap. 9], [22, Chap. 12, 13].

Afin de concevoir une ouverture rectangulaire optimale, Balanis propose des équations liant la largeur du faisceau à la taille de l'ouverture [22, p. 613]. Elles sont données dans les équations (5-1) et (5-2). La première sert à déterminer la taille de l'ouverture a dans le plan E et la seconde taille b , dans le plan H. θ_E et θ_H sont respectivement les largeurs à mi-puissance (HPBW) dans le plan E et dans le plan H.

$$b = \frac{\lambda}{2 \sin \theta_E} \quad (5-1)$$

$$a = \frac{\lambda}{2 \sin \theta_H} \quad (5-2)$$

On note que ces équations sont valides lorsque les champs sont constants dans l'ouverture.

5.1.2 Cornet

Un cornet est simplement un guide d'ondes tronqué dont des dimensions augmentent progressivement. Dans le cas des cornets à ouverture rectangulaire, comme ceux utilisés dans ce mémoire, trois types existent : les cornets plan E, plan H et pyramidaux. Le premier est un cornet dont seule la dimension dans l'axe du plan E grandit. Le second suit le même principe, mais dans le plan H, et le dernier est une combinaison des deux.

Le réseau-réflecteur présenté dans ce mémoire n'utilise qu'un cornet plan H et une panoplie de détails est disponible dans [20, p. 369-375], mais ce qui importe pour ce mémoire est résumé dans cette sous-section. On note que les cornets présentent, entre autres choses, un paramètre R_1 permettant d'optimiser leur directivité lors de leur conception. Ce paramètre est présenté dans la figure 5.1 et l'équation (5-3). Avec cette équation, on peut choisir un R_1 qui permet d'obtenir la largeur de faisceau désirée.

$$HPBW \approx 78^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{2R_1}} \quad (5-3)$$

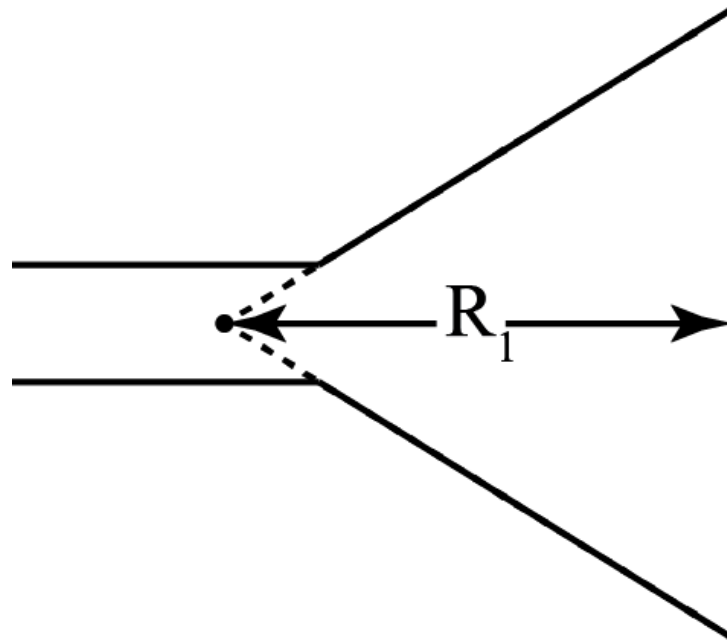


Figure 5.1 : Cornet plan H illustrant le paramètre R_1 .

5.1.3 Synthèse de phase

Afin de donner une forme précise au diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes ou d'un réseau-rélecteur, quelques méthodes existent. Les méthodes les plus simples sont les synthèses modifiant l'amplitude et la phase des sources, par exemple la synthèse utilisant des séries de Fourier [20, Sect. 10.3.1]. La synthèse de phase par amplitude et phase pose toutefois problème dans les réseaux-rélecteurs, car l'amplitude de l'excitation des cellules est déterminée par l'amplitude incidente créée par la source. Pour contrôler l'amplitude, il faudrait donc intégrer dans les éléments du réseau-rélecteur soit un amplificateur (donnant un des désavantages qu'a un réseau d'antennes, voir la section 2.1), soit un atténuateur, ce qui limite la puissance de transmission ou de réception du réseau-rélecteur.

Pour remédier à ce problème, on peut utiliser la synthèse de phase. Cette technique utilise en fait la synthèse par amplitude et phase de manière itérative où on force l'amplitude à une certaine valeur après chaque itération et où la phase est le seul élément pouvant changer d'une itération à l'autre. Il s'agit donc d'une technique bien adaptée aux réseaux-rélecteurs puisqu'on peut fixer l'amplitude des sources tout comme dans la réalité où l'amplitude de l'onde incidente aux cellules d'un réseau-rélecteur est fixée par la source. Un pseudocode de synthèse de phase est illustré dans la figure 5.2.

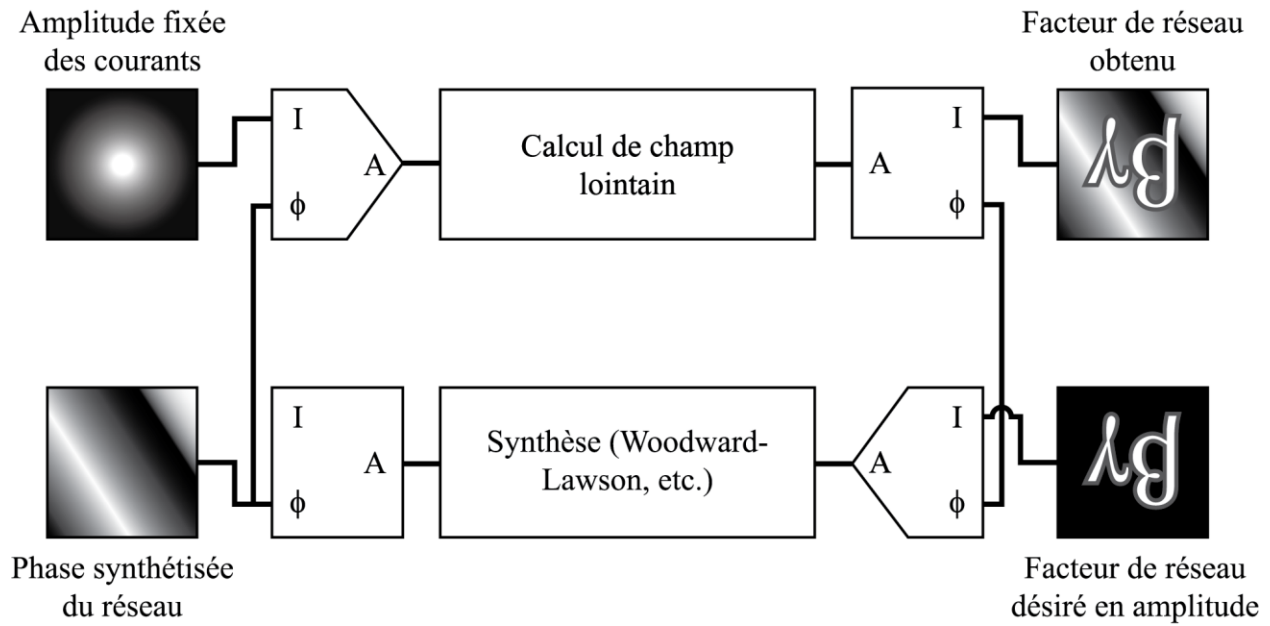


Figure 5.2 : Pseudocode de synthèse de phase. I est l'intensité et ϕ est la phase. Inspiré et traduit de [51, p. 2].

Au fil des itérations, l'amplitude des sources restant fixe, la phase change et finit par converger (plus ou moins rapidement selon la complexité du diagramme désiré). Cette phase est celle qui doit être donnée par les éléments d'un réseau-réflécteur, c'est-à-dire ϕ_m . En utilisant les équations (2-5) et (2-6) ou (2-7) (voir la page 15), on arrive à calculer le déphasage que chaque cellule d'un réseau-réflécteur doit apporter pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré pour un réseau-réflécteur.

Dans le cas de ce mémoire, la méthode de synthèse par amplitude utilisée est la méthode de Woodward-Lawson [20, Sect. 10.3.2]. Sans entrer dans les détails, le facteur de réseau f synthétisé par la méthode de Woodward-Lawson pour un réseau linéaire est donné par l'équation (5-4). Dans cette équation et les autres en découlant, a_n est la valeur des échantillons (la méthode de Woodward-Lawson utilise un échantillonnage), f_d est le facteur de réseau désiré, P représente le nombre d'éléments dans le réseau, w est simplement une variable substituant $\cos(\theta)$ où θ est l'angle par rapport à l'axe sur lequel les éléments du réseau se trouvent, d est l'espacement entre les éléments et w_n représente la position des échantillons.

$$f(w) = \sum_{n=-M}^M a_n \frac{\sin \left[\frac{P}{2} (w - w_n) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \right]}{P \sin \left[\frac{1}{2} (w - w_n) \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) d \right]} \quad (5-4)$$

où

$$M = \frac{\lambda}{Pd} \quad (5-5)$$

$$a_n = f_d(w = w_n) \quad (5-6)$$

$$w_n = n \frac{\lambda}{Pd}, \quad |n| \leq M, \quad |w_n| \leq 1 \quad (5-7)$$

Le courant nécessaire dans l'élément du réseau m pour générer le facteur synthétisé f est ensuite donné dans l'équation (5-8).

$$i_m = \frac{1}{P} \sum_{n=-M}^M a_n e^{-j2\pi z_m w_n / \lambda} \quad (5-8)$$

Dans le cas de la synthèse de phase, il est nécessaire de calculer les courants i_m , mais a_n/P est imposé par l'amplitude de l'onde incidente aux éléments du réseau. C'est donc seulement la phase qui est conservée d'une itération à l'autre et qui sert à donner la forme souhaitée au facteur de réseau.

5.1.4 Lobe discordant (*grating lobe*)

Un phénomène à connaître lorsqu'on réalise un réseau-réflecteur (ou n'importe quel réseau périodique) est la création de lobes discordants, c'est-à-dire la création d'un lobe latéral à gain parfois aussi haut, voire plus dans certains cas réels, que le lobe principal. Ce lobe discordant est en quelque sorte une copie du faisceau principal à un angle souvent indésirable.

Pour comprendre la formation de ces lobes, il est suggéré d'aller consulter [20, Sect. 8.2], particulièrement la fin de la section. Pour résumer simplement ce qui est expliqué par Stutzman et Thiele, si l'espacement entre les éléments d'un réseau d'antennes est plus grand qu'une demi-longueur d'onde, le facteur de réseau se verra en partie répété étant donné qu'il est périodique de

période $2\beta d$ dans le cas d'éléments également espacés, comme c'est le cas du réseau-réfecteur de ce mémoire. Cette périodicité est facilement identifiable en consultant l'équation (2-3) de la page 12.

Ainsi, pour un espacement entre les éléments d'un réseau d'une demi-longueur d'onde, on ne verra dans le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes aucune répétition. Si l'espacement entre les éléments est plus petit qu'une demi-longueur, le facteur de réseau ne sera pas entièrement visible dans le diagramme de rayonnement. Finalement, si l'espacement est plus grand qu'une demi-longueur d'onde, on trouve grâce à la théorie du facteur de réseau général disponible dans [20, p. 276-278] que le facteur de réseau dont le faisceau principal est situé à un angle θ_0 présentera un lobe discordant à un angle θ_d par rapport à l'axe sur lequel les éléments du réseau se trouvent. L'angle θ_d est calculable grâce à l'équation (5-9).

$$\theta_d = \cos^{-1} \left(\frac{2\pi}{\beta d} + \cos(\theta_0) \right) \quad (5-9)$$

5.2 Description physique

Il est important de noter que la forme générale du réseau-réfecteur présenté dans ce chapitre a été conçue et fabriquée préalablement à ce mémoire dans le cadre de travaux réalisés par M. Ramin Deban, associé de recherche au Centre Poly-Grames. Ainsi, dans le but d'économiser temps et efforts et bien que certaines caractéristiques du réseau-réfecteur ne soient pas tout à fait parfaites, ce dernier a été réutilisé sans modifications. La forme générale du réseau-réfecteur avec les blocs d'aluminium placés pour faire un faisceau principal en direction de l'axe x est donnée dans la figure 5.3. Les sous-sections suivantes donnent plus de détails sur les éléments particuliers du réseau-réfecteur.

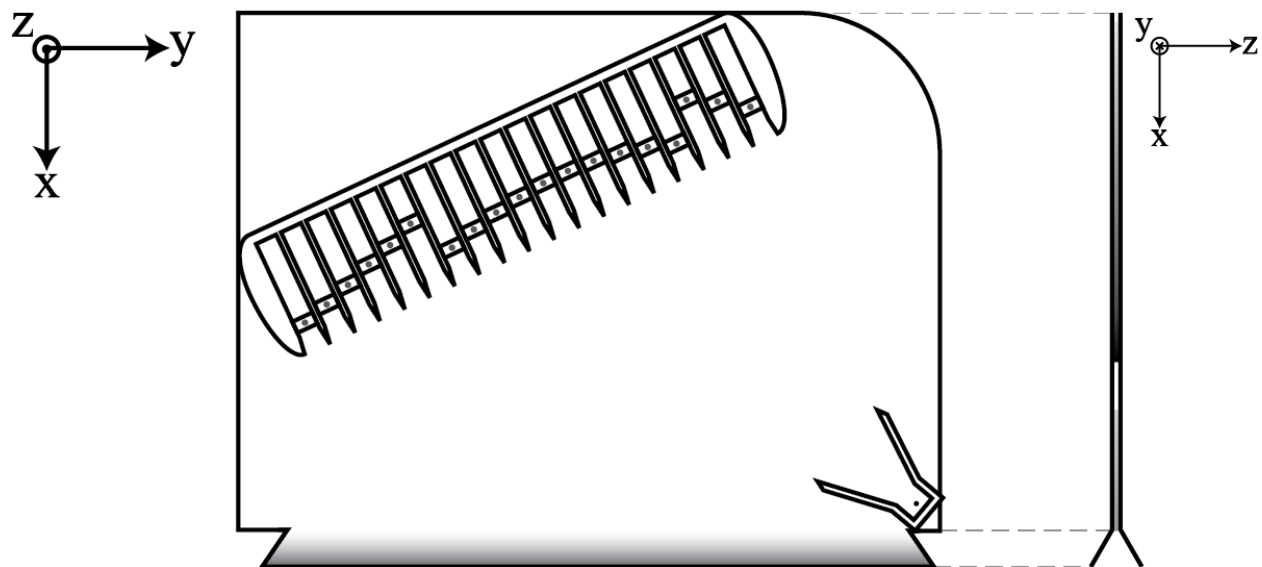


Figure 5.3 : Vue du dessus (avec la plaque supérieure invisible) et vue latérale du réseau-réflecteur.

5.2.1 Base

La base du réseau-réflecteur, c'est-à-dire les deux plaques d'aluminium servant de support au peigne et au cornet en plus de fournir un évasement créant la forme de faisceau en éventail, a les dimensions données dans la figure 5.4. Cette base a été faite à partir d'une feuille d'aluminium coupée à la machine à jet d'eau.

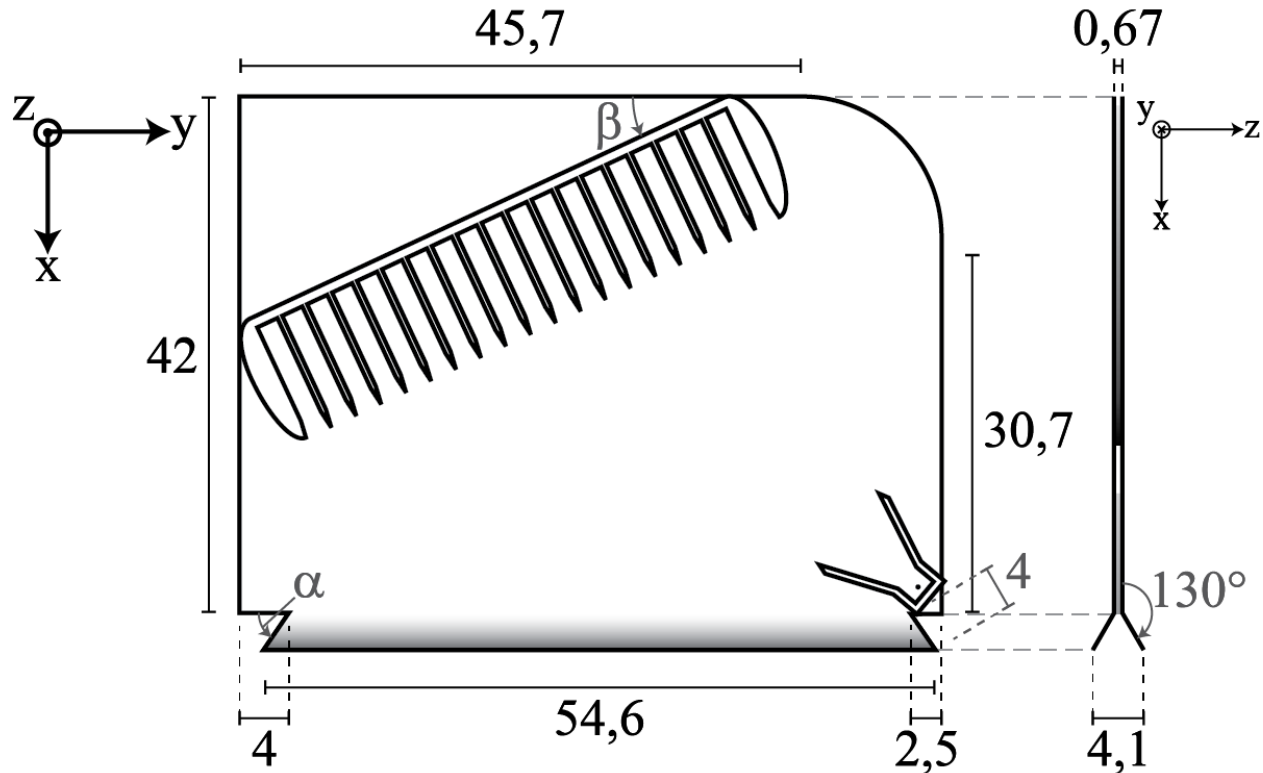


Figure 5.4 : Dimensions des plaques de la base du réseau-réflecteur. L'angle α est de 60° et l'angle β est de 25° . Le chiffre 4 écrit en gris en bas à droite signifie que la dimension est de 4 cm comme mesurée avec une règle placée directement contre la plaque d'aluminium. Toutes les dimensions sont en centimètres.

5.2.2 Évasement

À l'aide de la figure 5.4, on constate que l'évasement du réseau-réflecteur se fait sur une distance de 2,9 cm sur un angle de 30° et passe de 0,669 cm à 4,1 cm. L'évasement a par ailleurs une largeur maximale de 54,6 cm. À partir de ces données, on arrive à prédire à l'aide des équations (5-1) et (5-2) la taille angulaire du faisceau du réseau-réflecteur lorsque le champ dans l'ouverture est uniforme. On trouve ainsi un faisceau de largeur à puissance moyenne de $45,8^\circ$ dans le plan E (ou le plan xz pour ce réseau-réflecteur) et $3,35^\circ$ dans le plan H (ou le plan xy ici). Bien sûr, ces valeurs ne sont qu'une approximation puisque le champ à l'ouverture n'est pas uniforme la majorité du temps, ne serait-ce que parce que le faisceau est balayé en changeant la position des blocs d'aluminium, mais une approximation est tout de même utile pour comparer aux résultats obtenus.

5.2.3 Cornet

Le cornet servant de source au réseau-réflecteur a ses dimensions détaillées dans la figure 5.5. Il a été fabriqué à partir d'une plaque d'aluminium de 6,67 mm d'épais qui a été découpé à la machine à jet d'eau.

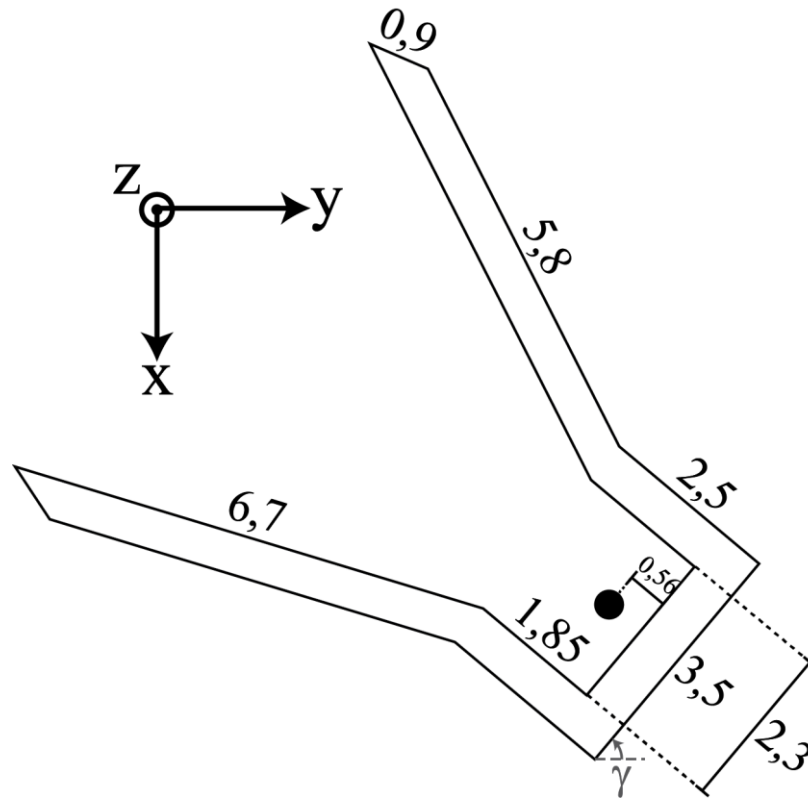


Figure 5.5 : Dimensions du cornet servant de source au réseau-réflecteur. L'angle γ est de 50° . Le cercle noir est le port coaxial par lequel l'antenne est alimentée. Toutes les dimensions sont en centimètres.

5.2.4 Peigne

La dernière partie interne du réseau-réflecteur est le peigne contenant dix-neuf guides d'ondes ayant chacun un petit évasement à leur entrée afin d'aider à la transition de l'onde passant d'un mode TEM à TE_{11} . Les dimensions du peigne sont données dans la figure 5.6. Cette pièce a utilisé la même méthode de fabrication que le cornet présenté dans la sous-section précédente. C'est entre les dents du peigne que les blocs d'aluminium servant de courts-circuits mobiles décrits dans la section 4.2 sont logés.

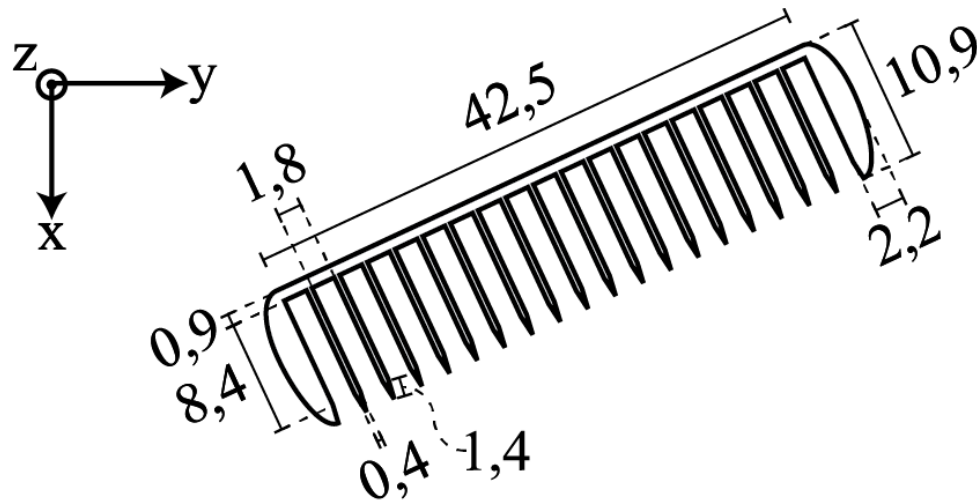


Figure 5.6 : Peigne logeant les blocs servant de court-circuit mobile dans le réseau-réflexeur.

Toutes les dimensions sont en centimètres.

5.2.5 Actionneurs

Idéalement, les blocs d'aluminium sertis d'aimant qui se trouvent entre les dents du peigne sont déplacés par le même mécanisme que celui exposé dans la section 4.2, mais utilisant des moteurs ayant une vis plus longue afin de couvrir les 360° visés. Les dix-neuf moteurs peuvent être contrôlés par un seul microcontrôleur en utilisant un système de multiplexage, ce qui rend le système assez simple à contrôler tout en étant économique.

5.3 Simulation du réseau-réflexeur

Cette section du chapitre concerne les simulations effectuées pour vérifier qualité du réseau-réflexeur et pour aider à trouver l'origine de certains problèmes au sein du prototype. Ainsi, la sous-section 5.3.1 traite de la théorie sous-jacente à l'utilisation du logiciel HFSS dans le cas du réseau-réflexeur, puis la sous-section suivante (5.3.2) aborde la description du modèle utilisé. Les résultats de simulation et la discussion à propos de ces résultats suivent dans les sous-sections 5.3.3 et 5.3.4.

5.3.1 Théorie et centre de phase

Pour plus d'informations concernant le logiciel HFSS de Ansys, on rappelle de consulter la sous-section 4.3.1. Une chose est à ajouter à ce qui est abordé dans la sous-section qui vient d'être évoquée : le centre de phase d'un cornet et la procédure pour le trouver.

Le centre de phase d'un cornet est l'endroit d'où l'onde cylindrique émise semble provenir. Particulièrement lorsqu'il est question de phase, on peut transformer un cornet en une source ponctuelle située à la même position que son centre de phase. Ainsi, dans le cas du réseau-réflecteur de ce mémoire, le vecteur \vec{r}_m présenté dans la section 2.2, utilisé pour calculer la phase incidente à un élément d'un réseau-réflecteur, a comme point de départ le centre de phase du cornet.

Trouver le centre de phase d'une source est relativement simple. Pour ce faire, il suffit de trouver la position du centre d'un cercle pour lequel la phase de l'onde émise est constante sur sa circonférence. Par exemple, sur la figure 5.7, les cercles rouges dont le centre est situé au point de la même couleur ne sont pas entièrement tangentiels aux fronts d'onde de la source. Lorsqu'on compare cela au cercle bleu dont l'entièreté de la circonférence qui peut être couverte par un front d'onde l'est, on voit bien que les cercles rouges ne sont pas correctement centrés.

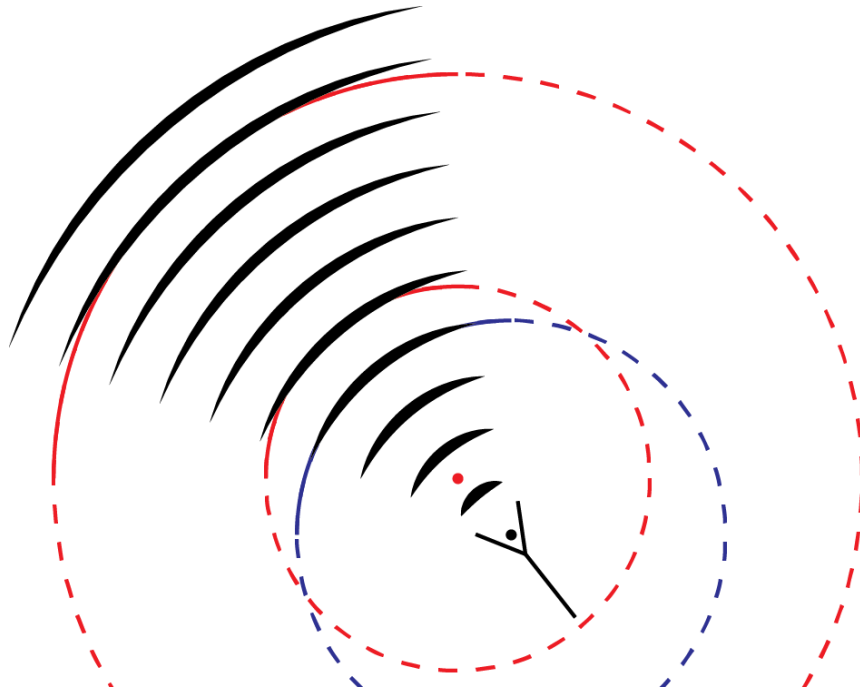


Figure 5.7 : Figure illustrant la façon de trouver le centre de phase.

Ainsi, dans HFSS, une bonne méthode pour trouver le centre de phase est de créer un cercle près de l'endroit où on s'attend à trouver le centre de phase (par exemple, l'axe de symétrie d'un cornet) et de calculer la phase du champ électrique sur la circonférence de ce cercle. Ensuite, on balaie la position où le centre du cercle se trouve (à l'aide d'une analyse paramétrique, par exemple) et on observe la phase du champ sur le cercle. Le centre de phase est alors à l'endroit pour lequel la phase sur le cercle est la plus constante dans le champ d'illumination de l'antenne.

5.3.2 Description physique et montage

Le modèle HFSS réalisé pour simuler le réseau-réflecteur est présenté dans la figure 5.8. On voit la présence de la frontière radiative sous la forme du prisme rectangulaire aux arêtes rouges entourant le réseau-réflecteur lui-même. Cette frontière radiative permet la génération des diagrammes de rayonnement, entre autres choses. Elle dépasse la structure de plus d'un quart de longueur d'onde, conformément aux recommandations usuelles des frontières radiatives dans HFSS. L'excitation est créée par un port d'onde situé dans le diélectrique composant le câble coaxial situé dans le cornet, le tout étant pointé par une flèche sur la figure 5.8.

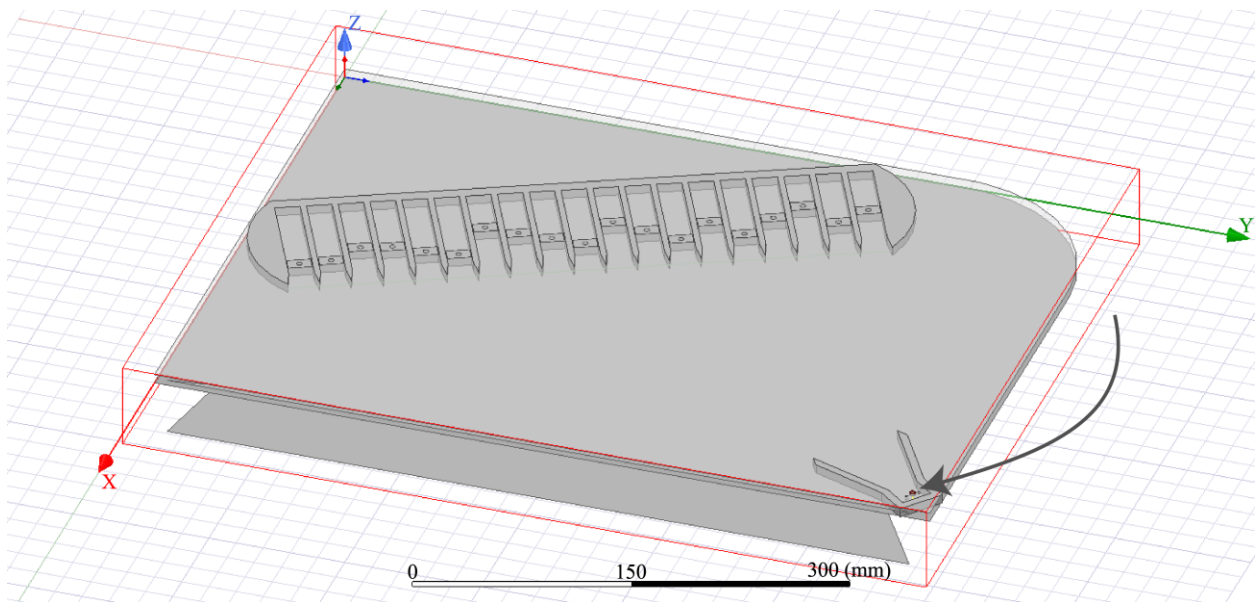


Figure 5.8 : Modèle dans le logiciel HFSS du réseau-réflecteur simulé. Les blocs d'aluminium sont placés pour faire un faisceau à -45° dans le plan xy.

En plus de la frontière radiative, une frontière de conductivité finie est appliquée aux plaques de base (voir la sous-section 5.2.1). Le matériau utilisé dans cette frontière est l'aluminium.

ayant les caractéristiques données par défaut dans HFSS et une rugosité de surface de $25\text{ }\mu\text{m}$ utilisant le modèle de Groisse est choisie pour émuler la surface imparfaite réelle.

Afin d'obtenir les différents diagrammes de rayonnement, une étude paramétrique est utilisée. À cette fin, un script MATLAB utilisant la synthèse de phase (voir la sous-section 5.1.3) et transformant les déphasages trouvés en positions de bloc à insérer dans HFSS est utilisé. Par la suite, ces valeurs peuvent être exportées dans un fichier afin d'être utilisées comme base pour une étude paramétrique utilisant un fichier.

5.3.3 Résultats

Cette sous-section présente les résultats de simulations les plus intéressants obtenus. Une discussion suit dans la sous-section suivante (5.3.4).

À l'aide des simulations, il a d'abord été vérifié que le réseau-réflecteur émet correctement à la fréquence désirée. S_{11} a donc été simulé sur une plage de fréquence allant de 9 GHz à 10 GHz (donc utilisant la configuration de solution de type large bande de HFSS) et on voit ces résultats sur la figure 5.9. On rappelle qu'une antenne n'ayant qu'un port est généralement bonne à une certaine fréquence si son coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -10 dB puisque cela indique que la puissance injectée est transmise à l'antenne plutôt que réfléchie.

On voit que sur la majorité de la plage fréquentielle simulée, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB ou près de cette valeur, ce qui est généralement acceptable. Plus particulièrement, on note qu'il est de -13,4 dB à 9,4 GHz et que sa valeur minimum dans cette plage est située à 9,8 GHz puisque S_{11} y est de -18,1 dB. La moyenne de S_{11} est -12,5 dB sur toute la plage de fréquence simulée.

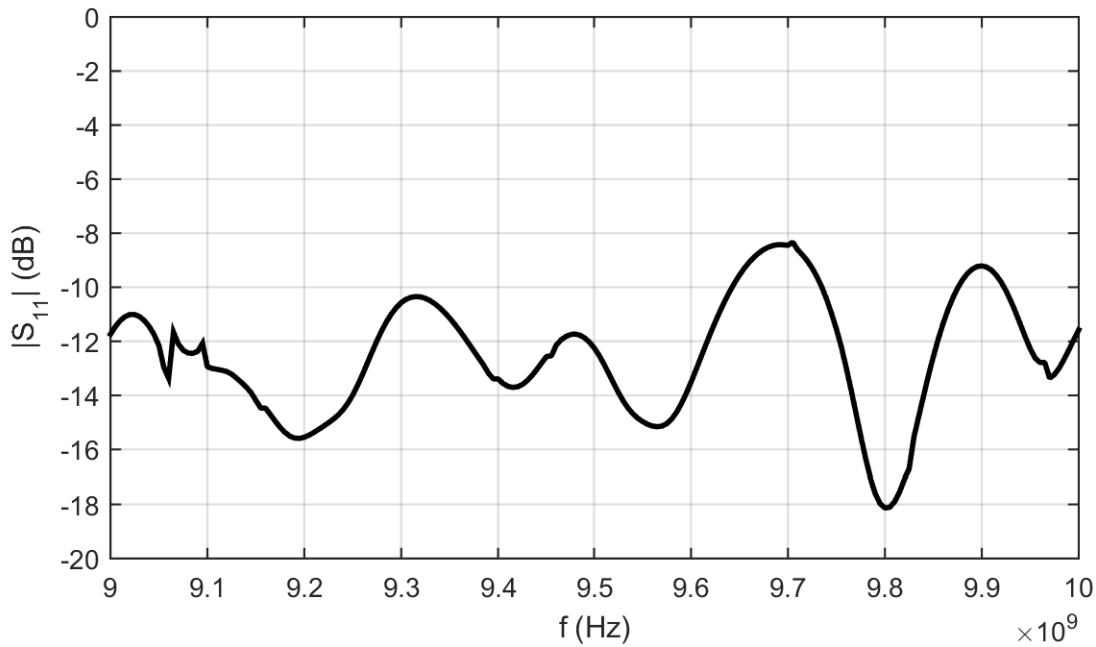


Figure 5.9 : Amplitude de S_{11} entre 9 GHz et 10 GHz du réseau-rélecteur simulé à l'aide du logiciel HFSS lorsque le faisceau principal pointe vers 0° .

Comme expliqué dans la sous-section précédente, une analyse paramétrique a été faite afin d'évaluer la possibilité de balayer le faisceau du réseau-rélecteur. Les blocs ont conséquemment été placés de manière à théoriquement balayer un faisceau principal entre -45° et 45° par pas de 5° sur le plan xy (donc selon la coordonnée sphérique ϕ). Le diagramme de rayonnement souhaité et généré par le script MATLAB de synthèse de phase a une forme de cosinus à la puissance 200 (un exposant plus grand ne permet pas d'obtenir un faisceau plus étroit selon quelques essais effectués). La figure 5.10 présente les diagrammes de rayonnement obtenus pour une coupe à θ à 90° et le tableau 5.1 donne le gain réalisé et l'angle $\phi_{G_{simulé}}$ du gain maximal de ces diagrammes, la largeur à mi-puissance (HPBW) du faisceau principal, le niveau des lobes latéraux 30° autour du gain maximal (SLL) et l'isolation entre la co- et la contra-polarisation à l'intérieur de la largeur à mi-puissance pour les 19 angles simulés, le tout en fonction de l'angle souhaité $\phi_{G_{souhaité}}$.

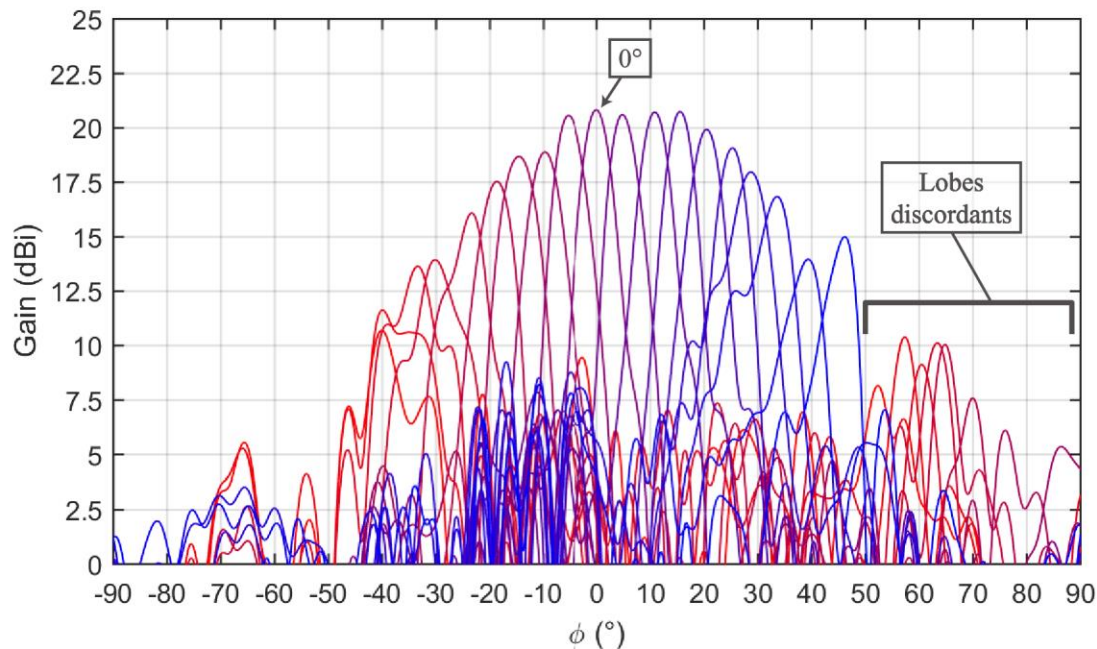


Figure 5.10 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur simulé dans HFSS. Les courts-circuits mobiles ont été placés selon ce qui a été calculé par le script de synthèse de phase afin de générer des faisceaux allant de -45° à 45° par pas de 5° .

Une coupe dans le plan H du diagramme de rayonnement est donnée à la figure 5.11. Le gain maximal se trouve à un angle ϕ de 90° et a une valeur de 20,8 dBi. La largeur à mi-puissance est d'environ 36° et le niveau de lobes latéraux est de -13,3 dB.

Un exemple de diagramme de rayonnement en trois dimensions pour le faisceau principal visé à ϕ à 0° est donné dans la figure 5.12 afin d'illustrer le faisceau en éventail obtenu.

Un exemple de courbes de gain où la co-polarisation et la contra-polarisation sont visibles est donnée à la figure 5.13.

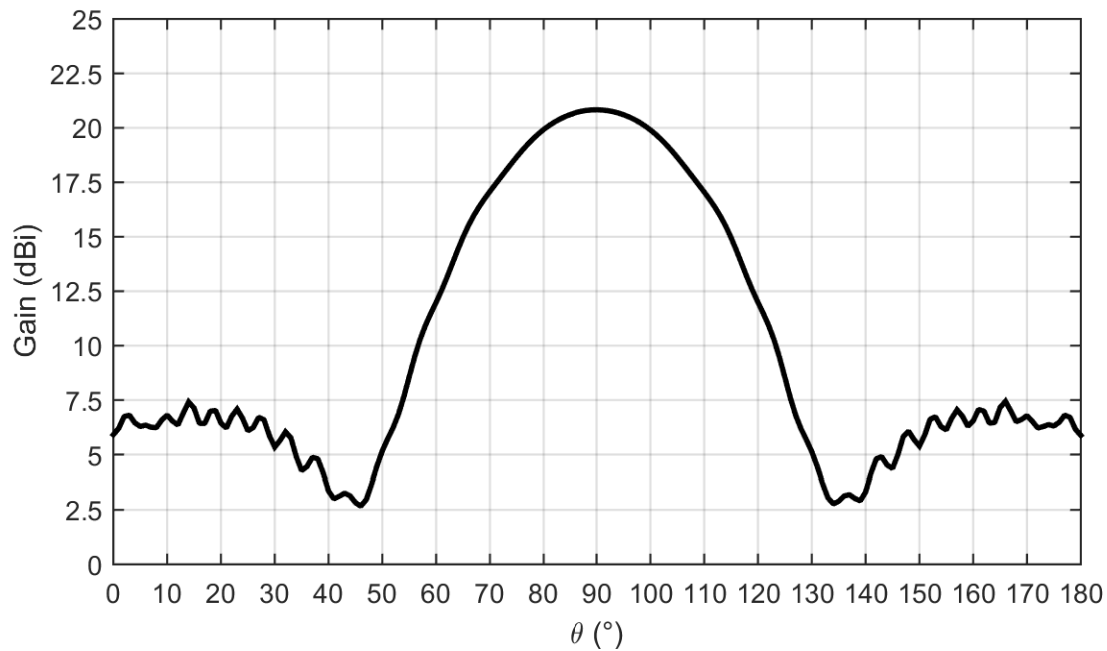


Figure 5.11 : Gain en fonction de θ pour $\phi = 0^\circ$ du réseau-réflecteur simulé dans HFSS.

Tableau 5.1 : Gain et angle du gain maximal, HPBW, SLL et l'isolation entre co- et contra-polarisation à l'angle de gain maximal pour les 19 angles simulés.

$\phi_{G_{souhaité}}$ (°)	$\phi_{G_{simulé}}$ (°)	Gain (dBi)	HPBW (°)	SLL (dB)	Isolation (dB)
-45	-40,1	10,7	6,2	-3,0	-42,1
-40	-40,0	11,6	12,0	-4,5	-45,4
-35	-33,4	13,6	9,9	-3,7	-42,3
-30	-30,2	13,9	8,1	-3,4	-44,5
-25	-23,4	16,1	6,3	-3,8	-45,9
-20	-18,7	17,5	6,4	-11,2	-47,4
-15	-14,6	18,7	7,0	-13,5	-55,3
-10	-9,8	18,9	6,3	-14,9	-53,5
-5	-5,4	20,6	5,9	-17,2	-55,2
0	-0,1	20,8	5,6	-15,6	-59,8
5	4,8	20,6	5,5	-12,7	-55,2
10	10,8	20,7	5,6	-12,7	-55,2
15	15,5	20,8	5,4	-14,0	-57,7
20	20,5	19,9	5,8	-11,1	-50,5
25	25,2	19,1	5,6	-8,9	-49,2
30	28,7	18,0	6,9	-5,2	-52,4
35	33,6	16,8	6,6	-4,3	-51,9
40	39,3	14,0	7,0	-10,1	-47,4
45	46,1	15,0	5,8	-8,0	-51,2

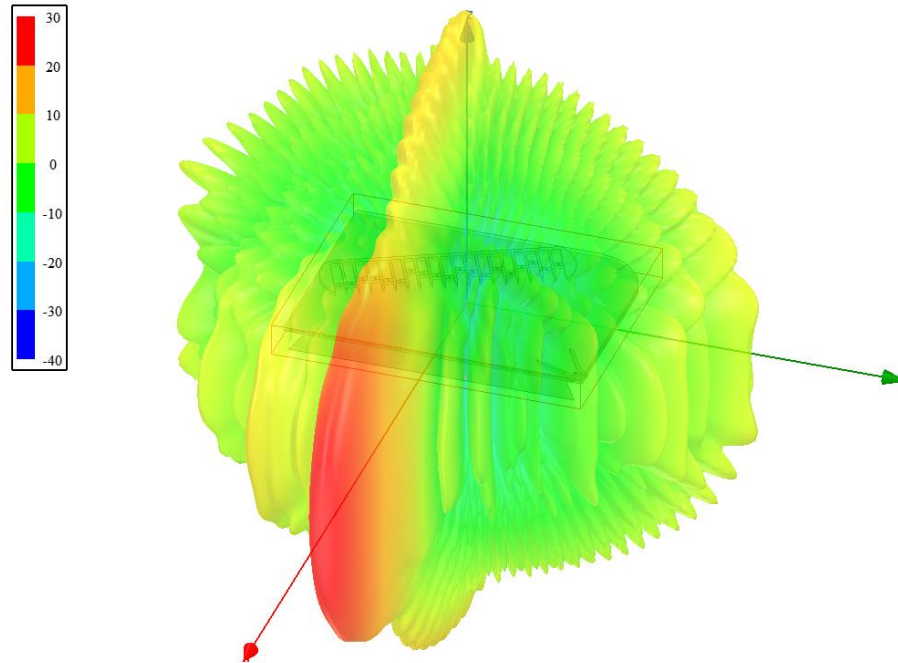


Figure 5.12 : Diagramme de rayonnement simulé en trois dimensions pour un faisceau pointant à un ϕ de 0° afin d'illustrer le faisceau en éventail.

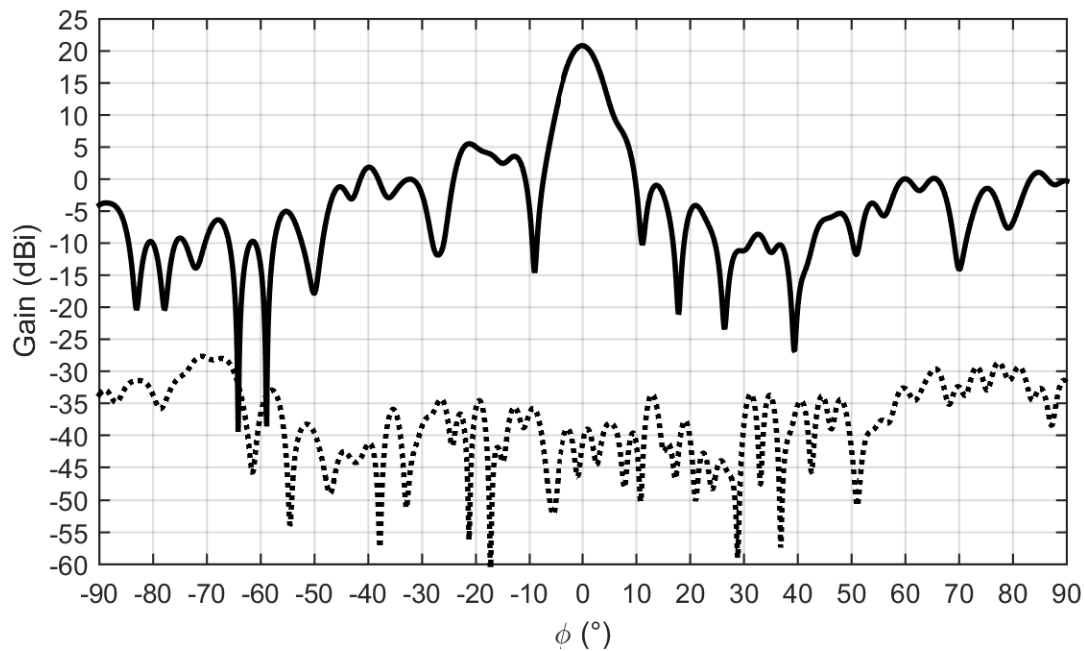


Figure 5.13 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur simulé dans HFSS pour un faisceau synthétisé pour pointer à 0° . La courbe en co-polarisation est la ligne pleine, tandis que la ligne pointillée est le gain en contra-polarisation.

En ce qui concerne la puissance qu'il est possible d'injecter dans une cellule du réseau-réfecteur, des simulations ont permis d'obtenir le graphique présenté dans la figure 5.14. Une puissance de 18 500 W (trouvée en itérant la puissance jusqu'à atteindre un champ électrique maximal de 3 MV/m à l'intérieur du guide d'ondes) était configurée à l'entrée. Sur cette figure, trois courbes se superposent et représentent chacune l'amplitude du champ électrique en fonction de la position sur une ligne traversant l'axe long du guide d'ondes du modèle de la figure 4.3, et ce, au centre de l'axe x du guide d'ondes. Dans l'axe z, deux des courbes sont situées à 0,169 mm des parois supérieure et inférieure, tandis que l'autre courbe se trouve à 3,3345 mm, c'est-à-dire au centre du guide d'ondes. Le champ électrique maximal est de 2 979 142 V/m à une position de 66,465 mm en y sur la courbe où z est de 3,3345 mm.

On note que le champ électrique est vraiment maximal à une autre valeur de z, comme le montre la figure 5.15. Malgré cela, le champ électrique ne dépasse pas 3 MV/m à son maximum lorsqu'il y a 18 500 W à l'entrée du guide d'ondes.

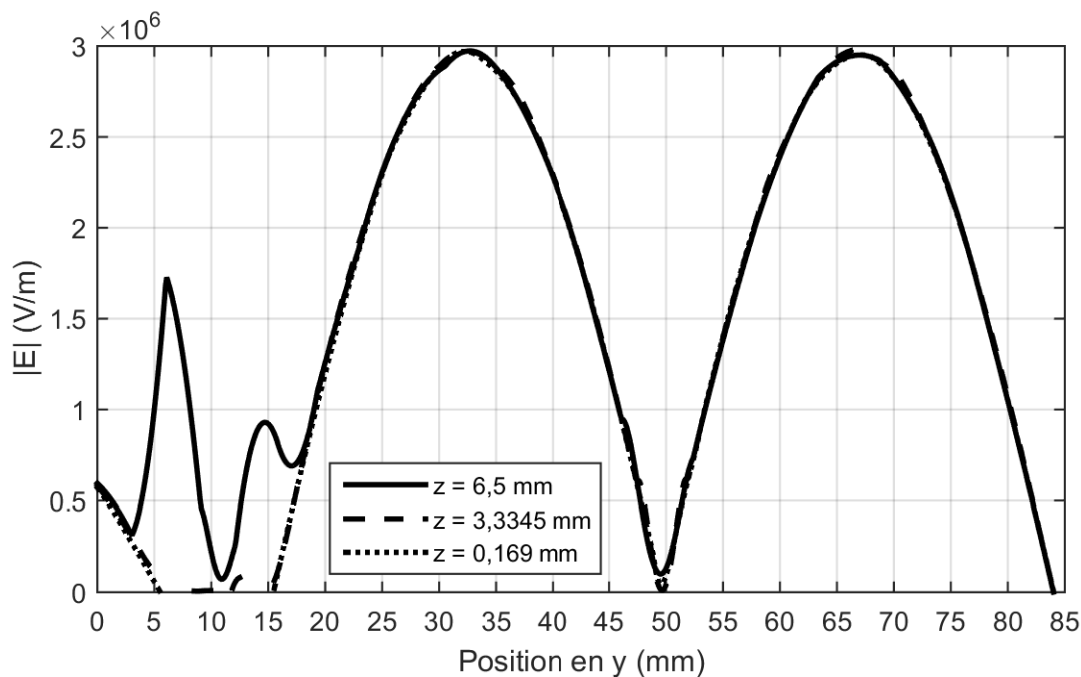


Figure 5.14 : Amplitude absolue du champ électrique à trois différentes positions en z et 9 m en x en fonction de la position en y pour une cellule simulée du réseau-réfecteur. 18 500 W sont présents à l'entrée du guide d'ondes.

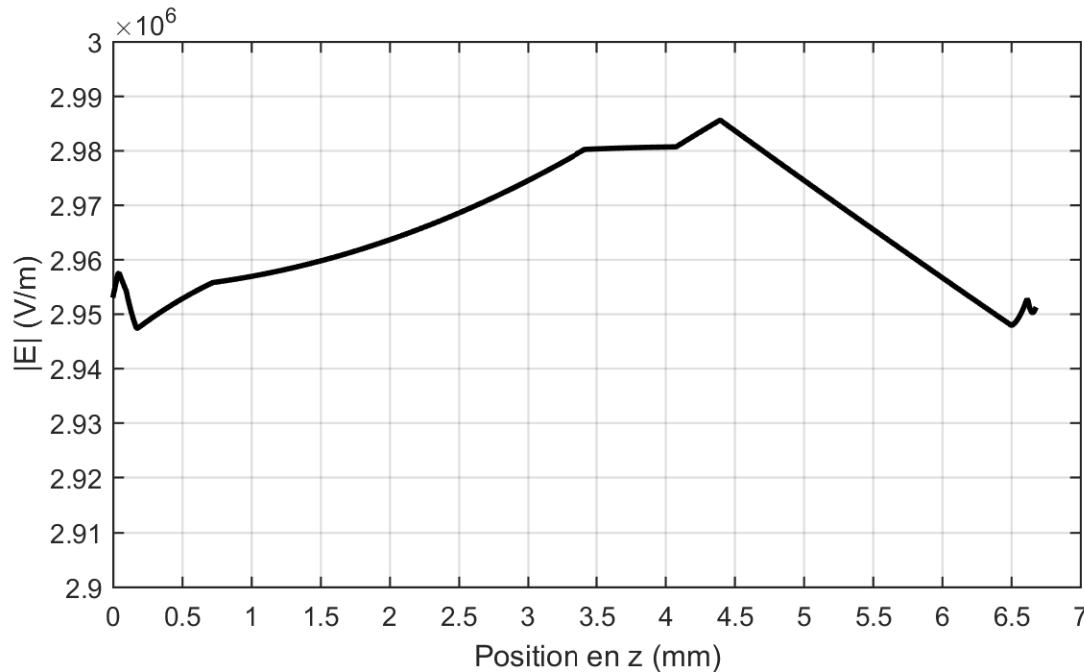


Figure 5.15 : Amplitude absolue du champ électrique à 66,465 mm en y et 9 mm en x en fonction de la position en z. 18 500 W sont incidents à l'entrée du guide d'ondes.

5.3.4 Discussion

En analysant la figure 5.10 et le tableau 5.1, on voit que le réseau-rélecteur donne de bons résultats pour un balayage entre environ -20° et 30° , une plage de 50° . En effet, entre ces angles, le gain maximal est supérieur ou égal à 17,5 dBi, l'angle souhaité et l'angle obtenu sont très semblables (ce qui montre que le script de synthèse de phase fonctionne bien), la largeur à mi-puissance est plus faible ou égale à 7° et le niveau des lobes latéraux est plus petit que -10 dB, sans parler de l'isolation entre la co- et la contra-polarisation qui est de l'ordre de -50 dB ou moins.

Cela dit, idéalement, le niveau des lobes latéraux devrait être beaucoup plus faible. Une des raisons expliquant ces hauts lobes latéraux est toutefois connue dans le réseau-rélecteur présenté : il s'agit d'un problème de diffusion créé par les points du peigne. En effet, la figure 5.16 présente le diagramme de rayonnement dans le plan xy simulé par HFSS lorsque le fond des guides d'ondes possède une charge adaptée et ne reflète donc aucune onde. Ainsi, les éléments du réseau-rélecteur eux-mêmes ne contribuent pas au diagramme de rayonnement. On voit que quelque chose d'autre que les cellules du réseau-rélecteur produit un gain allant jusqu'à 5 dBi et que ce gain est indissociable de la structure actuelle du réseau-rélecteur. Avec les informations de la figure 5.16,

on constate en observant de nouveau la figure 5.10 que les lobes latéraux les plus forts sont presque toujours entre -30° et 0° , ainsi qu'à environ 60° . Cela laisse supposer qu'en modifiant la forme du réseau-réflecteur en tentant de minimiser sa diffusion et ses réflexions indésirables, il serait possible d'obtenir de meilleurs résultats, notamment du côté des niveaux de lobes latéraux. Le réseau-réflecteur ayant déjà été fabriqué et le temps manquant, cette option n'a toutefois pas pu être développée.

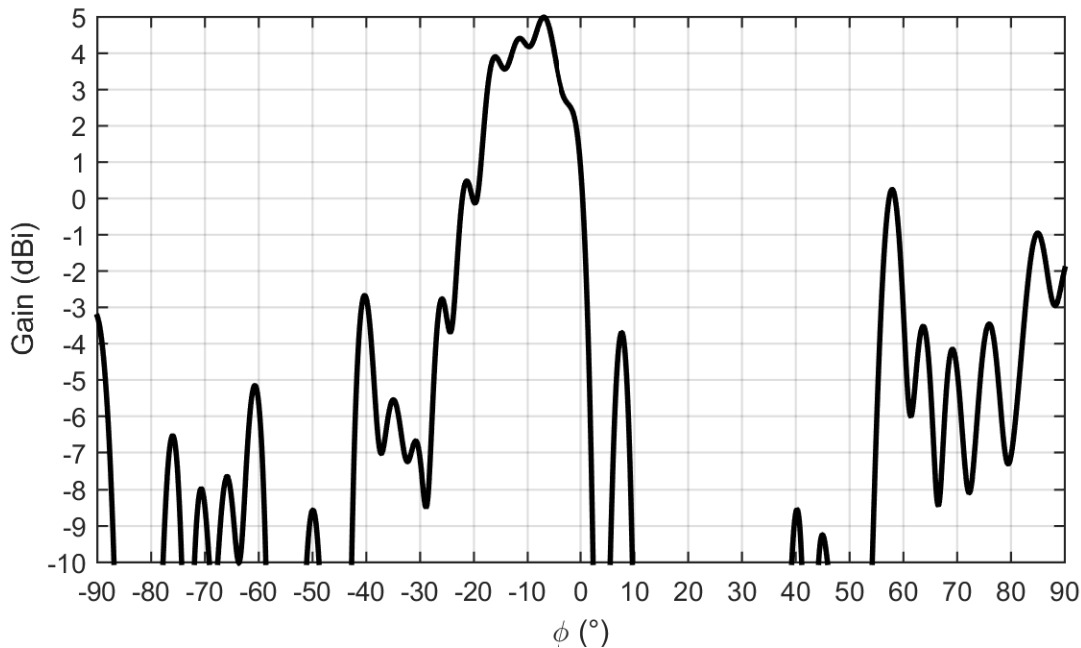


Figure 5.16 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur simulé dans HFSS dont les cellules absorbent les ondes incidentes.

En plus de la diffusion, une autre raison expliquant les niveaux de lobes latéraux est la présence de lobes discordants. En effet, le réseau-réflecteur présenté possède un espacement entre ses cellules de 22,36 mm, ce qui est plus grand qu'une demi-longueur d'onde à 9,4 GHz, c'est-à-dire 15,6 mm. Ainsi, comme expliqué dans la sous-section 5.1.4, des lobes discordants se créent à une certaine distance angulaire θ_d de l'axe où les éléments du réseau se trouvent (voir l'équation (5-9)). Par exemple, dans le cas où le faisceau principal devait être à un angle ϕ de -45° , un lobe discordant se crée à environ 63° de l'axe du réseau qui, lui-même, est à -115° de l'ouverture du réseau-réflecteur ($-25^\circ + 90^\circ$). Comme on le voit sur la figure 5.17, un lobe latéral discordant est effectivement présent là on s'y attend, c'est-à-dire à 52° ($-115^\circ + 63^\circ$). En répétant les calculs pour d'autres faisceaux, on remarque que les lobes discordants théoriques et simulés concordent

souvent. Finalement, on note que, bien que le déphasage α entre chaque élément ne soit pas tout à fait constant à cause de la synthèse de phase utilisée comme le demande la théorie du facteur de réseau général de [20, p. 276-278], le déphasage est tout de même assez constant d'un élément à l'autre pour estimer avec une bonne précision la position angulaire d'un lobe discordant.

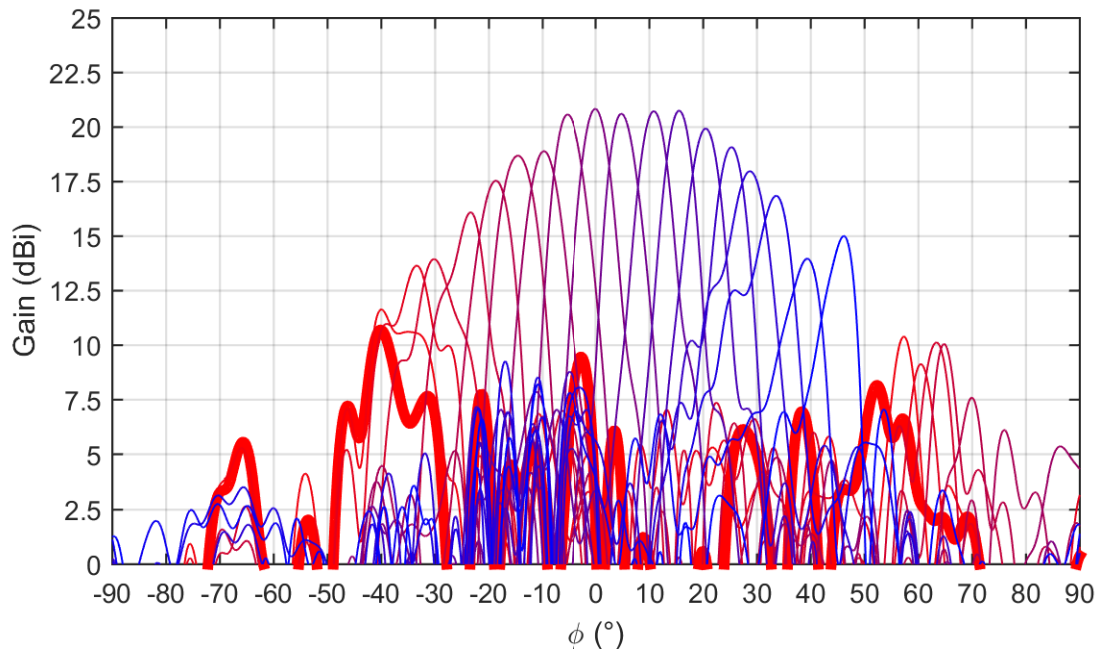


Figure 5.17 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-rélecteur simulé dans HFSS avec en évidence la courbe où le faisceau principal devrait pointer à -45° afin de montrer la présence d'un lobe discordant à 52° environ.

En ce qui a trait à la puissance maximale d'environ 18 500 W, on mentionne qu'il n'est pas impossible qu'elle soit surestimée étant donné que le champ électrique pourrait dépasser 3 MV/m à certains points dans le guide d'ondes. Il faudrait évaluer le champ électrique à tous les points dans le guide d'ondes pour trouver l'endroit où le champ est réellement le plus élevé, mais cela demande trop de temps pour le bénéfice que cela apporterait. En l'état actuel des choses, étant donné que le champ électrique du mode TE_{10} est maximum au centre d'un guide d'onde dans l'axe x, que la position en y du champ maximal a été trouvé grâce à la figure 5.14 et que le champ maximal dans l'axe z a été trouvé à cette position en y, le tout sans dépasser les 3 MV/m de tension de claquage de l'air, on suppose que les 18 500 W trouvés sont une bonne approximation de la puissance maximale admissible dans une cellule du réseau-rélecteur.

Bien sûr, certains phénomènes non linéaires, comme ce qui est abordé dans la section 2.4 traitant de la haute puissance dans les guides d'ondes, ou qu'un changement du milieu de propagation (de l'air plus humide ou moins pressurisé, par exemple) pourraient certainement abaisser la puissance maximale réellement possible dans le guide d'ondes. Cela dit, la valeur de 18 500 W est tellement plus élevée que l'objectif de 150 W (voir la section 1.2) qu'il serait très surprenant que cet objectif ne soit pas réalisé ou que le réseau-rélecteur ne puisse pas transmettre significativement plus de puissance que ce qui se fait actuellement, comme abordé brièvement dans la revue de littérature de la section 1.3.

5.4 Mesures en chambre anéchoïque

Cette section présente les résultats de mesure effectuée dans la chambre anéchoïque de Polytechnique Montréal sur le réseau-rélecteur. Le montage de mesure est d'abord donné dans la sous-section 5.4.1. Les deux dernières sous-sections présentent respectivement les résultats de mesure (5.4.2) puis une discussion de ces résultats (5.4.3).

5.4.1 Description physique et montage

Le réseau-rélecteur décrit dans la section 5.2 sous sa forme fabriquée est présenté dans la figure 5.18. Le peigne et le cornet sont assemblés aux plaques d'aluminium de la base à l'aide de plusieurs dizaines d'écrous et de boulons, ce qui assure un bon contact électrique entre les diverses parties du réseau-rélecteur. Des cylindres de fer permettant le déplacement des courts-circuits mobiles sont également visibles. Ces derniers étaient déplacés à la main entre chaque mesure afin de changer la direction du faisceau (puisque les actionneurs des 19 moteurs n'étaient pas disponibles au moment de la rédaction de ce mémoire).

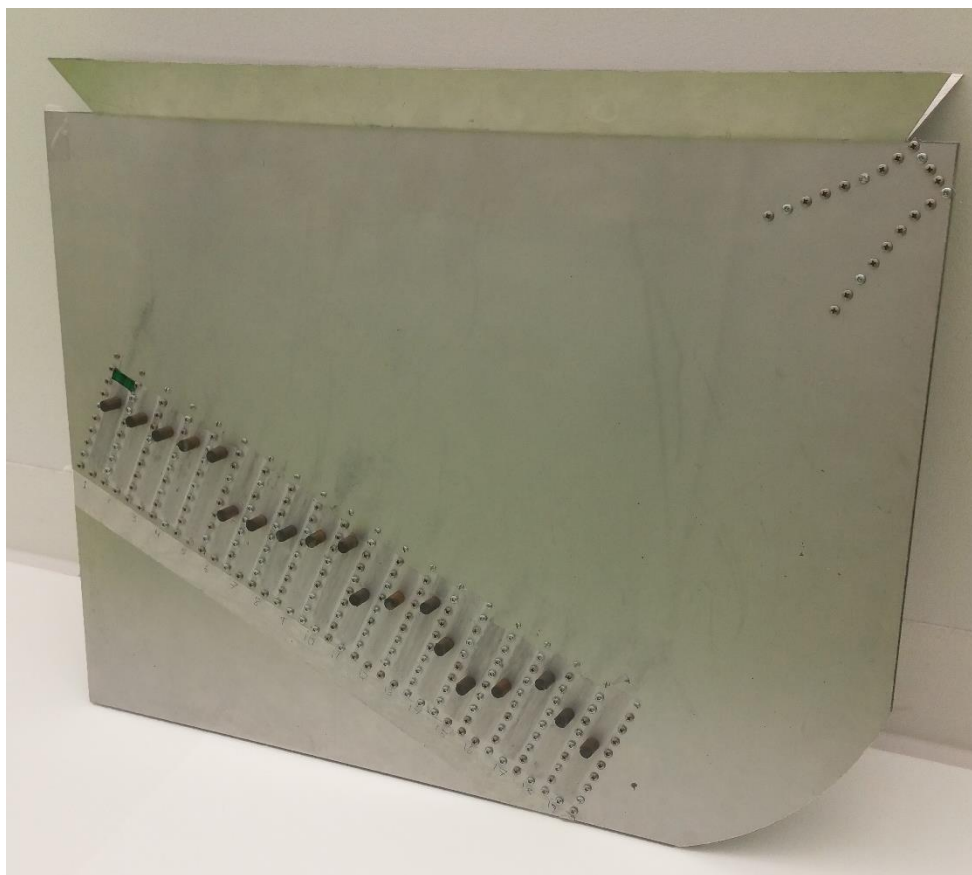


Figure 5.18 : Photographie du dessus du réseau-réflecteur fabriqué. On voit bien les boulons tenant le cornet et les cylindres de fer servant à déplacer les blocs d'aluminium sertis d'un aimant.

La figure 5.19 présente l'autre côté du réseau-réflecteur, là où se trouve un bloc de bois au sein duquel un boulon est inséré. Ce boulon sert à fixer le réseau-réflecteur à l'intérieur de la chambre anéchoïque. On voit également le connecteur SMA, en haut à gauche, reliant le réseau-réflecteur à une source ou un récepteur radiofréquence.

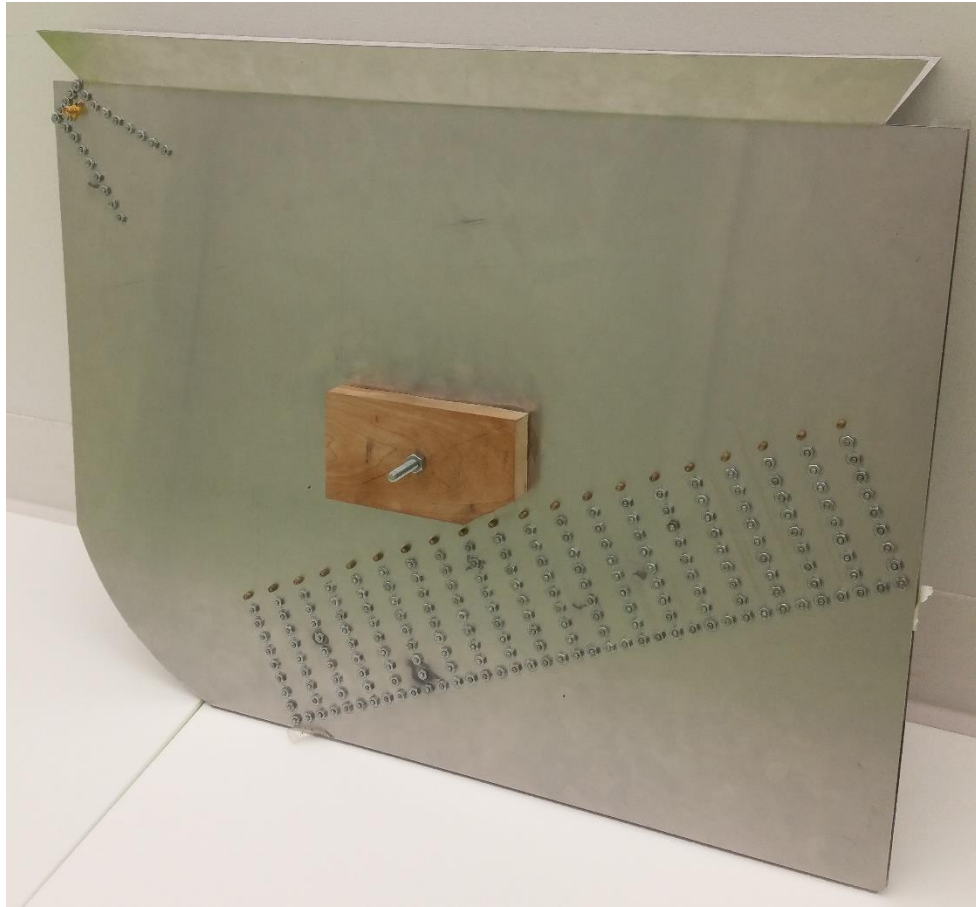


Figure 5.19 : Photographie du dessous du réseau-réflecteur fabriqué. Le bloc de bois et l'écrou qui y est inséré ne servent qu'à installer le prototype dans la chambre anéchoïque.

Ce réseau-réflecteur a été installé dans la chambre anéchoïque de Polytechnique Montréal afin de mesurer ses diagrammes de rayonnement possibles. On note à propos de la chambre anéchoïque de Polytechnique Montréal que la source, qui est un cornet, peut être contrôlée afin de tourner sur son axe central et ainsi changer la polarisation atteignant l'antenne testée. De plus, un mécanisme permet de faire tourner l'antenne testée afin de balayer les angles ϕ et θ indépendamment. La figure 5.20 présente une photographie du réseau-réflecteur dans la chambre anéchoïque. On voit bien l'absorbant dont il est question dans la sous-section précédente : il s'agit des cônes pyramidaux. Une photographie montrant la source et le réseau-réflecteur ainsi que leur dispositif de rotation respectif est à la figure 5.21.

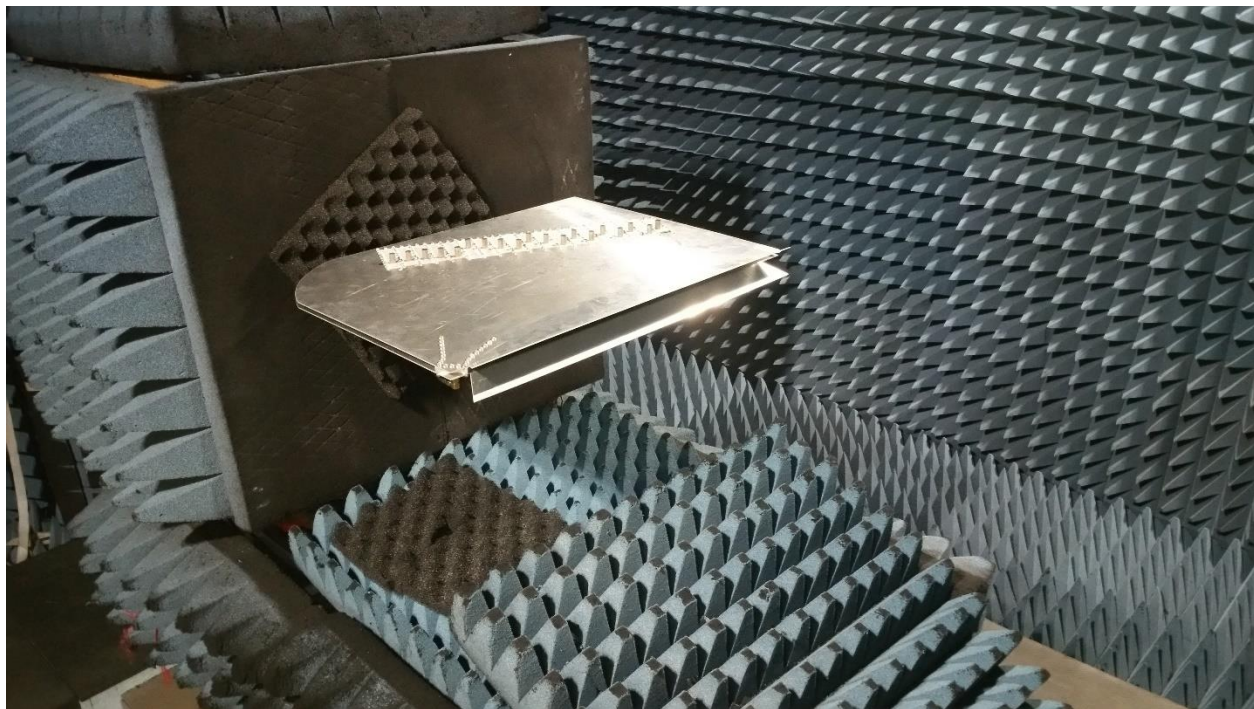


Figure 5.20 : Photographie du réseau-réflecteur installé dans la chambre anéchoïque.

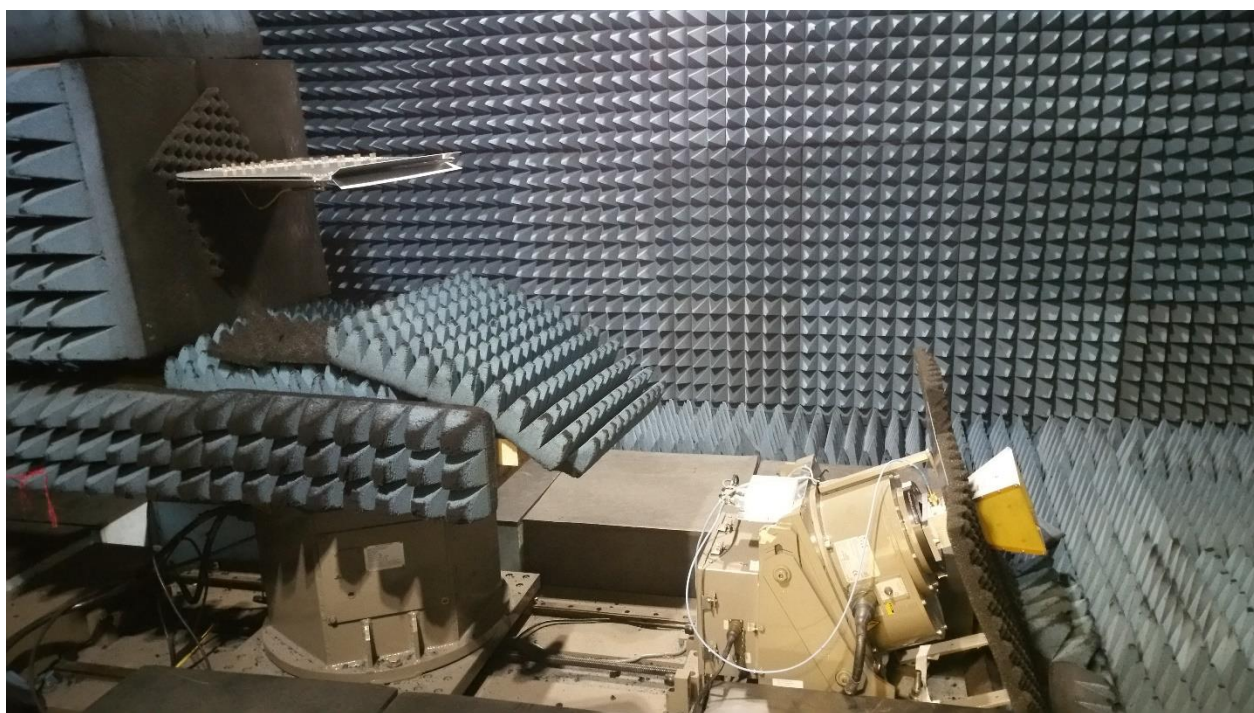


Figure 5.21 : Photographie du réseau-réflecteur installé dans la chambre anéchoïque où on voit les mécanismes de rotation affectant la source (à droite) et le dispositif testé (à gauche).

5.4.2 Résultats

Le S_{11} du réseau-réflecteur a été mesuré à l'analyseur de réseau et les résultats de son amplitude sont donnés dans la figure 5.22. La valeur moyenne de cette courbe est -15,2 dB tandis que la fréquence à laquelle le réseau-réflecteur est le mieux adapté est 9,12 GHz avec une amplitude de S_{11} de -39,0 dB. À la fréquence d'intérêt de 9,4 GHz, l'amplitude est de -10,7 dB.

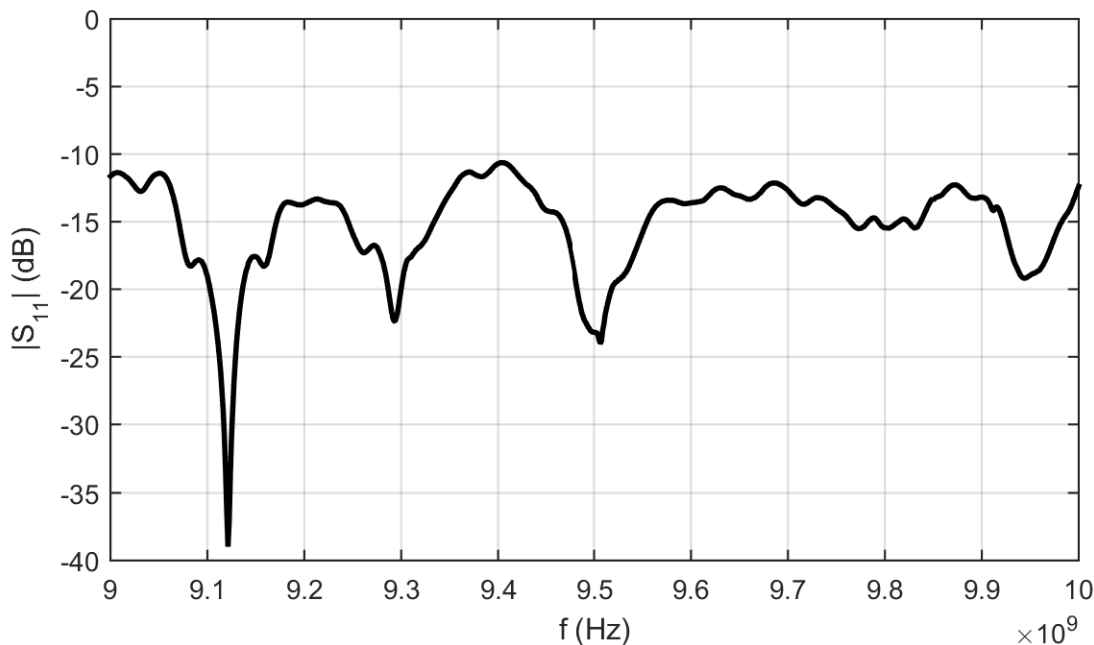


Figure 5.22 : Amplitude du S_{11} mesuré pour le réseau-réflecteur ayant son faisceau principal à 0° .

Pour ce qui est des diagrammes de rayonnement, la figure 5.23 présente les résultats mesurés pour les 19 positionnements de blocs provenant de la synthèse de phase servant à pointer le faisceau principal vers un angle ϕ de -45° à 45° par pas de 5° . On trouve les caractéristiques les plus intéressantes, c'est-à-dire l'angle $\phi_{G_{mesuré}}$ et la valeur du gain maximal, la largeur à mi-puissance du faisceau principal (HPBW), le niveau des lobes latéraux (SLL) 30° autour du maximum du gain et l'isolation entre la co- et la contra-polarisation à l'intérieur de la largeur à mi-puissance du faisceau principal, le tout en fonction du $\phi_{G_{souhaité}}$. On note que pour l'angle $\phi_{G_{calculé}}$ de 40° , deux valeurs pour chaque variable dépendante sont présentées puisque deux faisceaux d'amplitude presque identique étaient présents, le deuxième faisceau étant créé par un lobe discordant, comme justifié dans la sous-section suivante (5.4.3) et dans la sous-section 5.1.4.

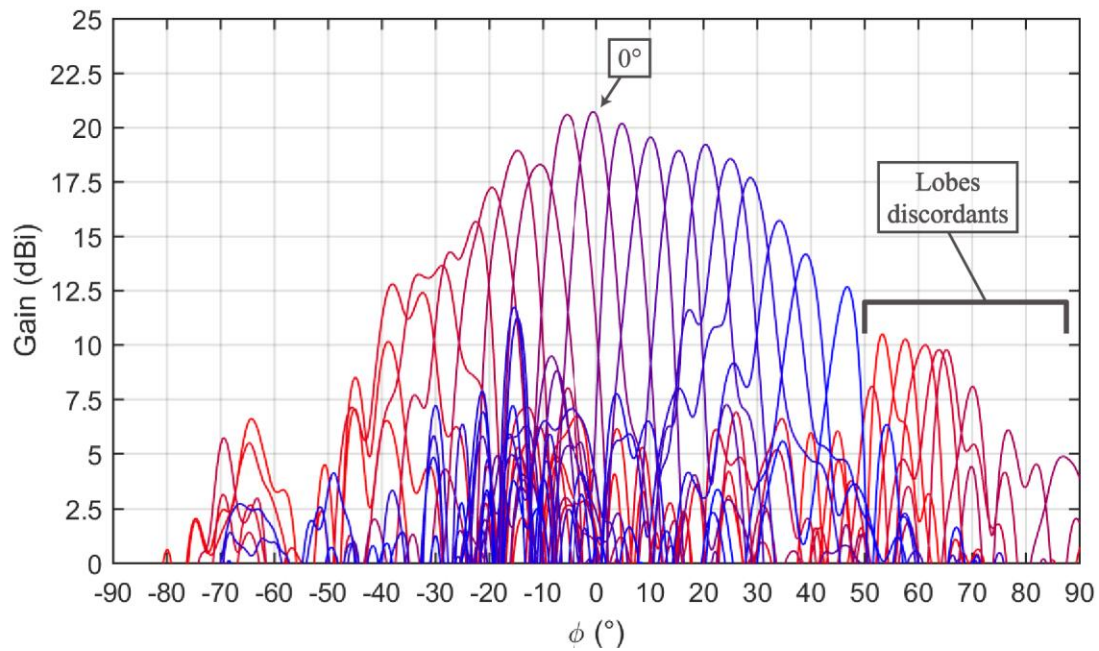


Figure 5.23 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur mesuré en chambre anéchoïque. Les courts-circuits mobiles ont été placés selon ce qui a été calculé par le script de synthèse de phase afin de générer des faisceaux allant de -45° à 45° par pas de 5° .

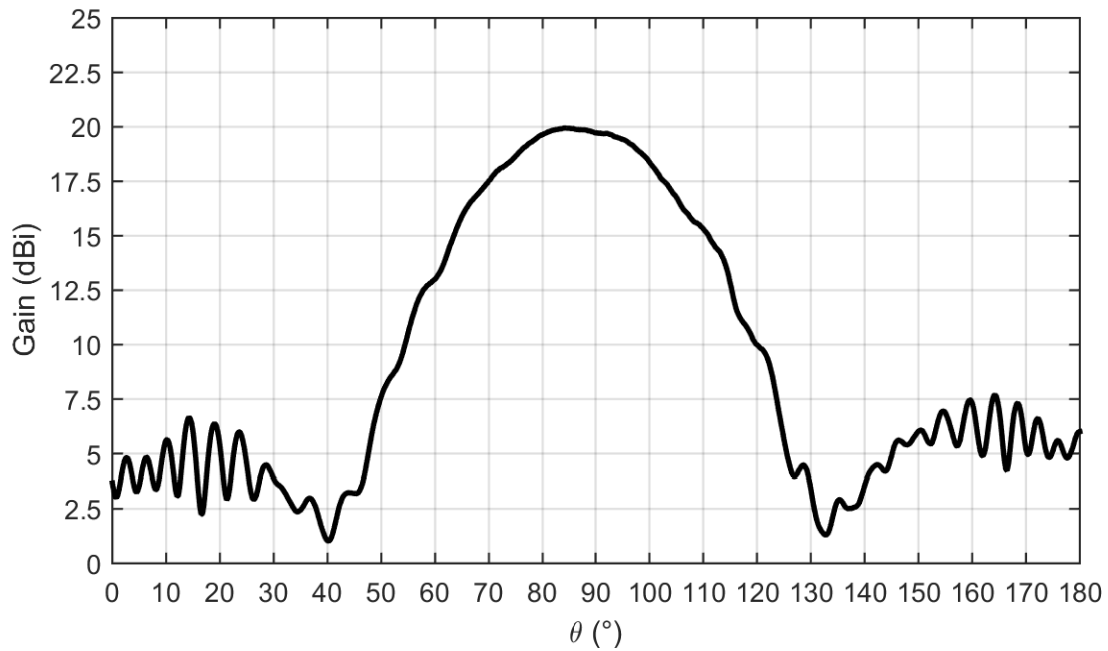


Figure 5.24 : Gain en fonction de θ pour $\phi = 0^\circ$ du réseau-réflecteur mesuré en chambre anéchoïque. Le faisceau est orienté pour pointer vers $\phi = 0^\circ$.

La figure 5.24 montre une coupe dans le plan H du diagramme de rayonnement du réseau-réfecteur lorsque les courts-circuits mobiles étaient placés de manière à faire un faisceau vers un angle ϕ de 0° . Le gain maximal est de 20,0 dBi à $84,25^\circ$, la largeur à mi-puissance est de $36,5^\circ$ et le niveau des lobes latéraux est de -12,3 dB.

Finalement, on note qu'aucun test pour mesurer la capacité en puissance du réseau-réfecteur fabriqué n'a été réalisé puisque l'équipement nécessaire pour ce faire est difficilement accessible et très coûteux.

Tableau 5.2 : Gain et angle du gain maximal, HPBW, SLL et l'isolation entre co- et contra-polarisation à l'angle de gain maximal pour les 19 angles mesurés.

$\phi_{G_{souhaité}}$ (°)	$\phi_{G_{mesuré}}$ (°)	Gain (dBi)	HPBW (°)	SLL (dB)	Isolation (dB)
-45	53,25	10,5	4,0	-4,0	-21,8
-40	-39,00/57,50	10,2/10,3	4,8/4,5	-1,7/-4,3	-23,0/-22,7
-35	-38,00	12,8	10,6	-5,7	-25,6
-30	-28,75	13,7	9,8	-5,2	-30,7
-25	-22,50	15,7	9,1	-8,0	-29,3
-20	-19,50	17,2	7,0	-9,2	-31,5
-15	-14,75	19,0	6,6	-14,7	-30,9
-10	-10,50	18,3	7,3	-16,9	-31,0
-5	-5,50	20,6	5,8	-20,0	-29,2
0	-0,50	20,7	5,4	-15,1	-29,9
5	4,75	20,2	5,0	-10,7	-27,1
10	10,25	19,6	5,4	-10,8	-29,1
15	15,50	18,9	5,4	-11,6	-28,7
20	20,50	19,2	5,4	-12,1	-28,0
25	25,00	18,6	6,0	-7,0	-30,1
30	28,50	17,7	5,9	-6,8	-26,7
35	34,00	15,7	6,1	-6,5	-26,7
40	39,00	14,2	5,6	-10,2	-27,2
45	46,75	12,7	4,8	-6,4	-37,0

5.4.3 Discussion

La figure 5.23 et le tableau 5.2 montrent que le faisceau principal du réseau-réfecteur peut être balayé d'un angle d'environ -20° à 30° sans grands problèmes. Dans cette plage, les gains sont de plus de 17 dBi, la largeur à mi-puissance de moins de $7,5^\circ$ (majoritairement de moins de 6°), le niveau des lobes latéraux majoritairement de moins de -10 dB et l'isolation entre la co-polarisation et la contra-polarisation de l'ordre de -30 dB. 50° peuvent donc être balayés avec d'assez bons

résultats. Concernant l'isolation, la figure 5.25 présente la courbe des gains pour le faisceau pointé vers 0° en co- et contra-polarisation.

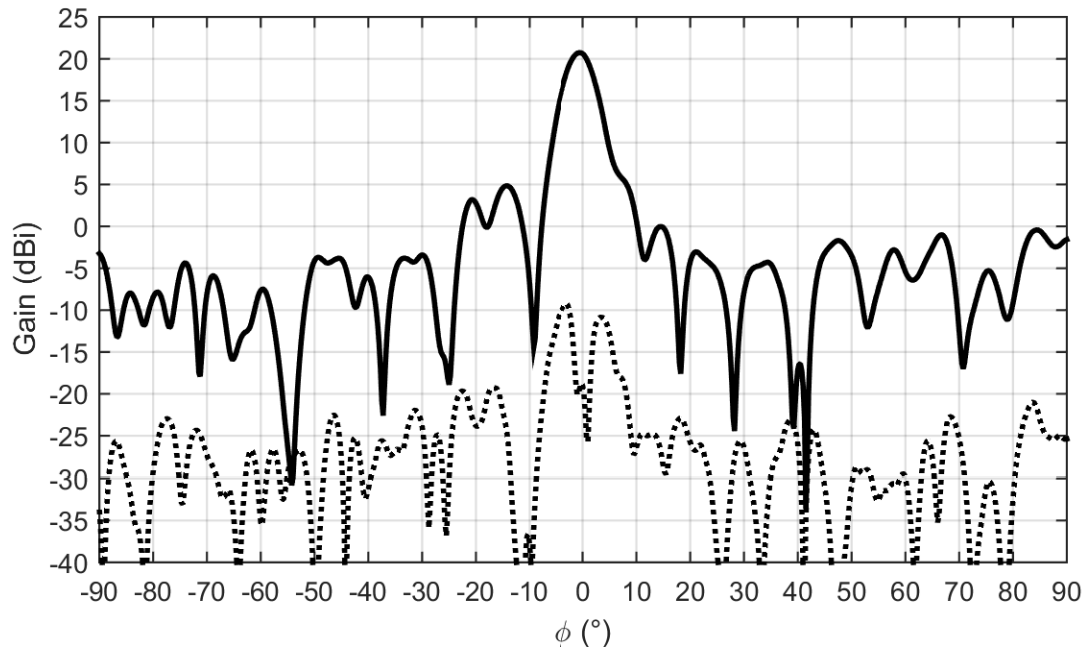


Figure 5.25 : Gains en fonction de ϕ pour $\theta = 90^\circ$ du réseau-réflecteur mesuré en chambre anéchoïque pour le faisceau pointant à 0° . La ligne pleine représente le gain pour la mesure en co-polarisation et la ligne pointillée, celle en contra-polarisation.

On note la présence de lobes latéraux importants dans la région entre 0° et -25° . Ces lobes sont, selon toute vraisemblance, causés par la diffusion créée par les pointes du peigne, comme expliqué dans la sous-section 5.3.4. Des lobes discordants sont également visibles, comme discuté dans la même sous-section que la diffusion. Ces deux effets sont la raison pour laquelle le faisceau censé pointer à -45° et à moindre mesure celui censé pointer à -40° ont des maximums dans les 50° , tout à fait à l'opposé de ce qui est désiré.

5.5 Discussion et comparaison entre les résultats de simulation et de mesures réelles

Globalement, il existe un bon accord entre les résultats de simulation et les résultats de mesures faites en chambre anéchoïque (figure 5.26). On note que la différence calculée utilise toujours une formule de la forme $\Delta = [\text{résultats de simulation}] - [\text{résultats de mesure}]$. De

plus, $\Delta\phi_G$ est obtenue à l'aide de l'équation (5-10). $\Delta\phi_G(-45^\circ)$ n'est pas inclus dans la figure 5.26 parce que cette donnée est aberrante et plutôt inutile à comparer étant donné que le gain maximal mesuré n'est pas celui du faisceau synthétisé, comme expliqué dans la sous-section précédente. On rappelle également que les gains obtenus en simulation sont les gains réalisés, incluant donc les pertes par mauvaise adaptation de la source, afin de mieux correspondre aux valeurs mesurées.

$$\Delta\phi_G = (\phi_{G_{souhaité}} - \phi_{G_{simulé}}) - (\phi_{G_{souhaité}} - \phi_{G_{mesuré}}) \quad (5-10)$$

La figure 5.27 présente la différence entre les isolations entre la co- et la contra-polarisation simulées et mesurées.

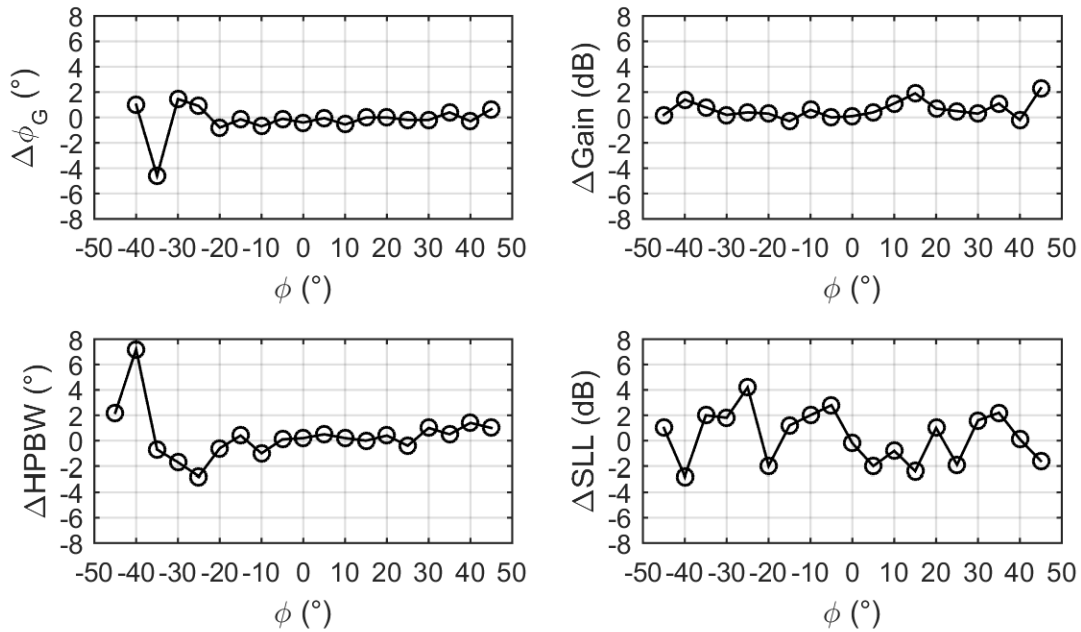


Figure 5.26 : Comparaison entre les résultats simulés et les résultats mesurés pour le réseau-réflecteur.

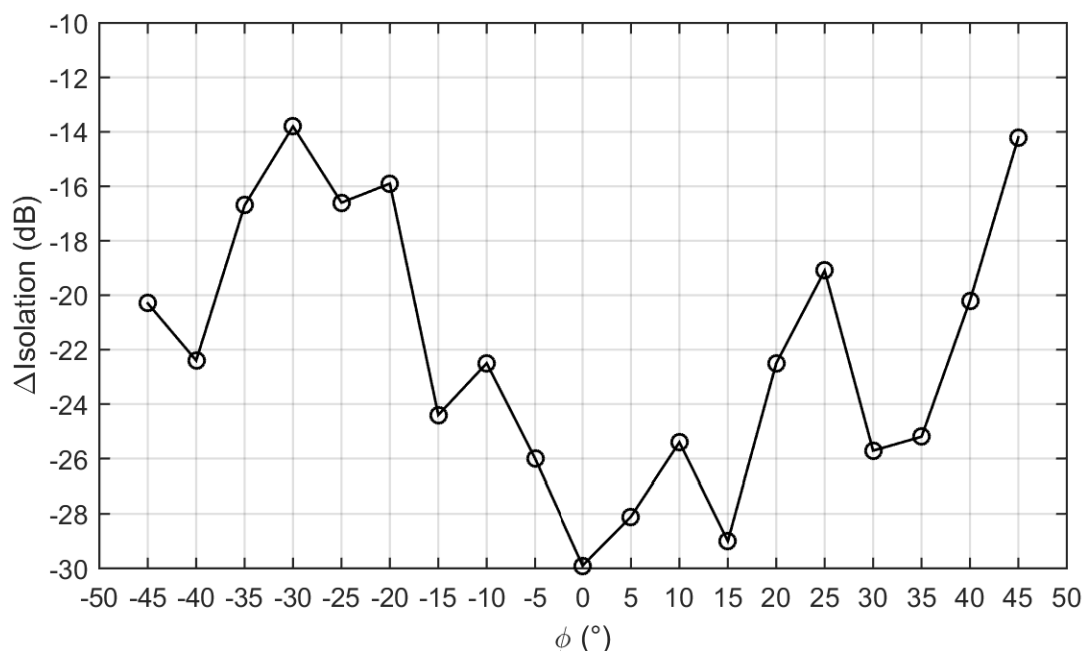


Figure 5.27 : Comparaison entre les résultats de simulation et de mesures pour l'isolation entre la co- et la contra-polarisation.

On constate que les $\Delta\phi_G$ est extrêmement faible, en moyenne de $-0,2^\circ$, ce qui confirme la bonne correspondance entre les résultats de simulation et de mesures lorsqu'il est question de pointage du faisceau. Pour ce qui est du gain, les simulations ont tendance à surestimer les résultats d'en moyenne 0,6 dBi, ce qui est acceptable, d'autant plus qu'il est difficile de tenir compte de toutes les pertes réelles dans un modèle de simulation. La largeur à mi-puissance, quant à elle, donne de très bons résultats dans la plage d'intérêt de balayage, entre -20° et 30° , puisque la moyenne de différence entre les simulations et les mesures est de moins de $0,1^\circ$ en valeur absolue. À l'extérieur de la plage toutefois, les résultats sont moins bons, mais cela n'est pas trop gênant étant donné les mauvaises qualités du faisceau à ces angles et, incidemment, la faible probabilité d'utilisation. En termes de niveau de lobes latéraux toute fois, les différences entre simulations et mesures sont plus grandes. De plus, les résultats de simulation oscillent entre plus petits et plus grands par rapport aux mesures, ce qui rend questionnable leur utilisation pour estimer les lobes latéraux. Les résultats sont tout de même dans le même ordre de grandeur, mais les lobes latéraux simulés doivent être utilisés avec prudence. Tout cela étant dit, on constate que la modification du réseau-réflecteur devient aisée puisqu'il est possible d'évaluer l'impact de cette modification à l'aide d'un modèle HFSS, tout en obtenant des résultats de simulation crédibles.

En ce qui concerne l'isolation, la grande différence entre simulation et mesures n'est pas très surprenante puisque les simulations considèrent des champs parfaitement orthogonaux, ce qui n'est jamais vraiment le cas dans la réalité. Le moindre changement dans la phase de la source ou du récepteur ou le moindre défaut géométrique peuvent grandement changer l'isolation. Somme toute, malgré la différence entre les résultats de simulation et de mesures, l'isolation demeure bonne dans essentiellement tous les cas de mesure.

À l'aide des cinq graphiques qu'on voit dans la figure 5.26 et la figure 5.27, on constate que les simulations donnent plus souvent des résultats éloignés de la réalité lorsque le faisceau pointe vers un angle ϕ de -30° et moins. La raison de ces différences n'a pas été déterminée durant les travaux de ce mémoire, mais elle importe peu puisque le réseau-réflexeur ne donne pas de très bons résultats à ces angles et risque donc peu d'être utilisé dans cette plage, comme mentionné plus haut. Finalement, il est intéressant de glisser un mot sur l'efficacité de l'antenne. On calcule celle-ci à l'aide des résultats de simulation puisqu'il est difficile de la mesurer. Étant donné la bonne correspondance entre les résultats de simulation et ceux de mesure, on s'attend à ce que cette approximation utilisant les simulations donne des résultats près de ceux qu'on aurait en mesurant. Afin d'obtenir l'efficacité, il suffit de diviser la directivité d'une antenne par son gain. À l'aide de HFSS, on trouve alors une efficacité de rayonnement e de plus de 100 % à l'aide de l'équation (5-11). De toute évidence cette valeur est erronée, mais elle est imputable à la précision de simulation de HFSS qui est de 0,02 dB dans les simulations effectuées, une valeur qui correspond à la différence de l'équation (5-11). Ces résultats laissent donc penser que les pertes sont négligeables dans le réseau réflecteur en réalité.

$$e = \frac{\text{Gain}}{\text{Directivité}} = 21,05 \text{ dB} - 21,03 \text{ dB} = 0,02 \text{ dB} = 100,5 \% \quad (5-11)$$

Les coupes dans le plan H de la figure 5.11 et de la figure 5.24 montrent une très bonne correspondance, excepté du côté de l'angle du gain maximal où les simulations montrent un gain maximal pour θ à 90° , comparativement à $84,25^\circ$ lors des mesures. Ce dépointage de $5,75^\circ$ peut toutefois peut-être expliquer les plus faibles gains mesurés, en comparaison avec les simulations. En effet, les mesures ayant été faites dans un axe où θ est de 90° , les gains mesurés sont potentiellement plus faibles de quelques dixièmes de degrés puisque cet angle θ n'est pas l'angle

où le faisceau est à son maximum. La différence de gain étant toutefois minime et le temps manquant, les mesures n'ont pas été refaites pour tenter de corriger cette anomalie.

5.6 Comparaison entre la présente méthode et les autres méthodes

Pour conclure ce chapitre, des jugements à propos du réseau-rélecteur présenté sont faits. Les performances du prototype sont également comparées avec d'autres réseaux-rélecteurs lorsque possible.

Pour ce qui est de la vitesse, comme mentionnée précédemment, à 9,4 GHz, il faut moins d'une seconde pour changer analogiquement la phase sur une plage de 360° . Cette vitesse est certes radicalement moindre que celle de composants actifs (comme des diodes ou des MEMS), mais elle reste assez bonne et, surtout, le déphasage a l'avantage d'être analogique.

Ce contrôle analogique permet d'atteindre des valeurs de déphasage que plusieurs autres méthodes ne permettent pas facilement puisque leur déphasage se fait habituellement par commande numérique, ce qui peut causer des erreurs de quantification de plusieurs degrés (on utilise typiquement 3 bits pour couvrir 360 degrés, ce qui n'offre pas la meilleure précision). Selon les moteurs utilisés, il est également possible de régler encore plus précisément le déphasage si le moteur a un pas de vis plus petit, ou à l'inverse, un pas de vis plus grand donnant moins de précision, mais permettant un réglage de phase plus rapide.

En termes de puissance consommée par les déphaseurs du réseau-rélecteur, elle est très faible lorsqu'en veille. En effet, comme mentionné dans la section 4.2, le réseau-rélecteur avec le déphasage effectué par les moteurs ne consommerait qu'environ 7,5 mW après avoir activé le mode de veille sur le microcontrôleur. Cette valeur pourrait être encore plus réduite si l'alimentation à l'étage de commande était coupée plutôt que de mettre en veille le circuit. La consommation pourrait alors passer à 17 μ W. Ceci est nettement moins que ce que des diodes (5 à 100 mW par diode), des transistors ou des MEMS (50 à 100 μ W par élément) et des ferrites (10 à 50 W) demandent en tout temps [15, p. 2527], [21, p. 25]. Cela dit, durant le déplacement des moteurs, la puissance augmente énormément jusqu'à atteindre environ 17,2 W durant un peu moins d'une seconde si tous les moteurs fonctionnent en même temps, ou environ 1 W durant une vingtaine de secondes si chaque moteur est activé un après l'autre. Dans tous les cas, l'avantage principal en termes de consommation de puissance de ce réseau-rélecteur réside dans le fait qu'elle est

essentiellement nulle lorsqu'il n'est pas nécessaire de faire varier la position des blocs, contrairement aux autres méthodes de déphasage qui demandent généralement d'être continuellement alimentées.

Toujours sur le sujet de la puissance, mais plutôt du côté de sa transmission par le réseau-rélecteur, il a été montré par simulation que chaque cellule peut supporter potentiellement jusqu'à 18 500 W (voir les sections 5.3.3 et 5.3.4). Même si cette valeur était en pratique dix fois plus petite, il serait possible de transmettre beaucoup plus de puissance que ce qui se fait actuellement dans la majorité des cas. Par exemple, dans [15], chaque diode ne peut supporter plus de 10 mW selon la fiche technique, et dans [17, p. 85], des effets non linéaires commencent à se manifester pour des puissances de l'ordre de 100 mW sur chaque élément.

Un avantage du réseau-rélecteur décrit dans ce mémoire est qu'il est relativement simple à concevoir et à réaliser. En effet, la fabrication ne demande qu'un peu d'usinage et peut être presque entièrement automatisée, ce qui peut mener à de bonnes économies de temps. De plus, les matériaux utilisés sont peu coûteux et faciles à obtenir, donnant un coût par cellule du prototype de moins de 10 \$. Des économies d'échelle pourraient permettre de réduire ce coût encore plus.

Un autre point avantageux du prototype de réseau-rélecteur présenté est qu'il fonctionne à presque n'importe quelle fréquence. En effet, tant que les guides d'ondes utilisés comme élément de réseau permettent la transmission d'une onde à une certaine fréquence, le principe de déphasage par court-circuit mobile peut être employé. De plus, comme les guides d'ondes ont une assez large bande [52, p. 378-379], le réseau-rélecteur possède la même caractéristique. Il faut seulement tenir compte du fait qu'une plus haute fréquence de fonctionnement veut également dire une constante de phase plus élevée et donc une plus grande sensibilité du déphasage à la position du court-circuit. Toutefois, comme les guides d'ondes rectangulaires sont légèrement dispersifs, dans leur bande d'utilisation, un effet de dépointage fonction de la fréquence, ce qu'on appelle *beam squint* en anglais, est à prévoir.

Un des plus grands problèmes anticipés de ce réseau-rélecteur vient de sa plus grande force toutefois : la durée de vie des déphaseurs. En effet, le déphasage est produit par un déplacement mécanique du bloc d'aluminium par un moteur, ce qui a l'avantage de permettre une grande puissance de transmission et une large bande d'opération, mais a aussi le désavantage d'user les surfaces en frottement et les pièces en mouvement. Aucune étude n'a été faite à ce propos dans le

cadre de ce mémoire, mais il n'est pas difficile de croire qu'un système utilisant des pièces mobiles a une durée de vie radicalement plus courte qu'un système utilisant, par exemple, des diodes dans lesquelles seulement le champ électrique est varié pour changer le déphasage.

CHAPITRE 6 CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

6.1 Contributions

Ce mémoire a présenté un prototype de réseau-réflécteur qui pourrait être appelé à remplacer les antennes actuellement utilisées sur beaucoup de satellites (section 1.3). Les premiers tests fructueux de déphaseur ont été réalisés sur un guide d'ondes ayant des ports WR-90 suivis d'une transition vers les dimensions des cellules du réseau-réflécteur, c'est-à-dire 18 mm sur 6,669 mm. Un bloc d'aluminium serti d'un aimant est inséré dans ce guide d'ondes et peut être déplacé par bloc de fer fixé à un moteur pas-à-pas, les deux étant situés à l'extérieur du guide d'ondes. En déplaçant le bloc d'aluminium, un court-circuit mobile est créé, ce qui change la longueur du guide d'onde et déphase l'onde. La section 4.2 présente une description plus détaillée de la cellule testée. Ce prototype a donné de bons résultats en plus d'une bonne correspondance entre les simulations (section 4.3) et les mesures (section 4.4), créant moins de 0,4 % de pertes par centimètre de déplacement du court-circuit. De plus, en moins d'une seconde, le déplacement d'environ 35 mm du court-circuit permettant de déphaser l'onde de plus de 360° à 9,4 GHz peut être réalisé, à condition de tenir compte de l'hystérésis de déplacement. En effet, il existe une hystérésis de déplacement d'environ 7 mm dans le prototype qui peut être contournée en forçant un déplacement d'au moins 7 mm toujours dans la même direction avant d'atteindre le positionnement désiré. Avec cela, il est possible d'obtenir une excellente répétabilité de la phase en fonction de la position du curseur du moteur.

De plus, comme détaillé à la fin de la section 4.2, l'électronique dirigeant le déphaseur présenté, c'est-à-dire une cellule du réseau-réflécteur, consomme une puissance assez faible lorsqu'en veille de $396 \mu\text{W}$ en plus 279 mW actuellement pour le microcontrôleur. Cela dit, le microcontrôleur peut être aisément programmé pour consommer jusqu'à environ $17 \mu\text{W}$ si les différents modes de veille décrits dans la documentation (disponible à [43]) sont activés. La consommation par cellule est toutefois plus grande lorsque les moteurs sont activés, atteignant jusqu'à environ 1,2 W. Heureusement, cette activation ne devrait pas avoir lieu très souvent dans un réseau-réflécteur utilisant ce type de déphaseur. Somme toute, cette consommation est beaucoup plus faible que celle d'autres systèmes actifs (comme [15], où environ 234 W sont nécessaires en tout temps). La seconde partie majeure de ce mémoire a décrit le réseau-réflécteur réalisé à l'aide

de la cellule présentée d'abord. Ce réseau-réflecteur consiste en un peigne de 19 guides d'ondes illuminé par un cornet plan H, le tout enserré entre deux plaques d'aluminium (voir la section 5.2 pour plus de détails). Les 19 guides d'ondes contiennent chacun un court-circuit mobile qui peut ultimement être contrôlé par le circuit de contrôle utilisé pour contrôler la cellule testée dans le chapitre 4. Les déphaseurs ainsi créés réfléchissent l'onde incidente afin de créer un diagramme de rayonnement synthétisé préalablement, potentiellement par synthèse de phase, comme ce mémoire a fait. En plaçant les courts-circuits mobiles, des diagrammes de rayonnement balayant un angle ϕ allant de -45° à 45° par bonds de 5° ont été obtenus en simulation dans la section 5.3 et en mesure dans la section 5.4. La plage de balayage où les résultats sont les meilleurs est de -20° à 30° . En effet, dans cette plage, des gains allant de 17,2 dBi à 20,7 dBi ont été obtenus pour un SLL et un HPBW moyen de -12,3 dB et $5,9^\circ$ respectivement. De plus, l'isolation entre la co-polarisation et la contra-polarisation est d'environ -30 dB. Ces résultats sont plutôt bons pour une première itération de ce réseau-réflecteur à courts-circuits mobiles, mais les résultats pourraient être améliorés si la diffusion créée par les pointes du peigne pouvait être contrôlée et éliminée. De plus, un avantage du réseau-réflecteur présenté est que sa fabrication et son utilisation sont plutôt simples et le principe peut être transféré à pratiquement n'importe quelle fréquence de fonctionnement sans grand problème.

Selon des simulations effectuées et dont les résultats sont présentés dans la section 5.3, chaque cellule du réseau-réflecteur peut supporter une puissance allant jusqu'à 18 500 W sans subir de claquage diélectrique. Il est possible que des effets non linéaires abaissent cette puissance en réalité, mais elle devrait somme toute être largement supérieure à ce qui se fait actuellement dans les réseaux-réflecteurs actifs, c'est-à-dire une centaine de milliwatts par cellule avant d'avoir des non-linéarités dans le contrôle [17]. Les antennes paraboliques peuvent supporter une puissance semblable, voire supérieure, à celle du réseau-réflecteur présenté dans ce mémoire, mais peu de satellites utilisent plus d'une dizaine de kilowatts de puissance en transmission [3], [4]. On note que la potentielle haute puissance de transmission du réseau-réflecteur présenté au chapitre 5 pourrait avoir une utilité pour des radars.

Au final, les trois objectifs présentés dans la section 1.2 ont été remplis. Le premier objectif était d'avoir la possibilité de modifier appréciablement le diagramme de rayonnement à l'aide d'un déphaseur pouvant parcourir avec suffisamment d'états plus de 360° . Le déphaseur présenté dans le chapitre 4 possède un nombre pratiquement infini d'états de déphasage possible puisque le

moteur pas-à-pas et l'étage de commande peuvent procéder à un déplacement du curseur d'un minimum de $9\text{ }\mu\text{m}$, ce qui donne un déphasage essentiellement analogique. De plus, bien que 360° n'aient pas été convenablement couverts dans ce prototype, un moteur pouvant créer un déplacement linéaire un peu plus long aurait pu facilement le faire. L'objectif d'efficacité de puissance de 95 % ou plus pourrait également être aisément réalisé en activant les options de conservation d'énergie des pièces électroniques, comme mentionné plus tôt, puisque l'efficacité de radiation de l'antenne est d'environ 100 %, excluant les pertes d'adaptation. Finalement, le troisième objectif stipulant qu'une puissance de transmission d'au moins 150 W devrait être possible dans chaque élément du réseau-réfecteur est rempli lorsqu'on se fie aux résultats de simulation.

6.2 Pistes d'amélioration et travaux futurs

Malgré les succès des travaux présentés dans ce mémoire, il est toujours possible de faire mieux. La première chose qui aurait avantage à être faite rapidement est l'ajout d'un circuit de contrôle avec 19 moteurs afin de contrôler automatiquement le déplacement des courts-circuits mobiles. Ce circuit est en cours de réalisation au moment où ce mémoire est rédigé et sera testé dans les mois qui suivent.

Quelques modifications structurelles au réseau-réfecteur sont également à considérer pour de futurs travaux, ne serait-ce que pour éliminer la diffusion des pointes, comme mentionné auparavant. En plus de cela, il serait intéressant de trouver des façons de réduire la masse du réseau-réfecteur afin de le rendre encore plus intéressant à utiliser sur des satellites. Cela peut être accompli en réduisant la quantité de métal utilisé et le remplacer par des matériaux composites possiblement recouverts d'une fine couche de métal afin d'améliorer la conductivité, comme c'est fait dans les antennes paraboliques actuellement [6]. Les blocs d'aluminium servant de court-circuit mobile peuvent également être percés de trous d'allègement dans l'axe z de la figure 4.4 sans grand problème puisque, comme la figure 5.14 le montre, le champ électrique à l'intérieur d'un trou dans le bloc ne devrait pas être trop élevé au point d'être problématique. Ainsi, à condition que le bloc d'aluminium conserve une face plane dans le plan xz , les trous d'allègement ne devraient avoir pour effet que d'alléger la masse du réseau-réfecteur.

Comme mentionné dans la sous-section 4.4.3, afin de réduire l'hystérésis, il serait intéressant de concevoir un bloc de fer pouvant mieux interagir avec le champ magnétique créé par l'aimant. Il pourrait également être pertinent d'ajouter un aimant supplémentaire sur le bloc d'aluminium afin de modifier la forme du champ magnétique.

Le problème des lobes discordant pourrait être réduit, voire éliminé, en réduisant la distance entre les éléments du réseau à moins d'une demi-longueur d'onde, comme stipulé dans la sous-section 5.1.4. Pour ce faire, une possibilité serait d'utiliser des guides d'ondes à rainure (*ridge waveguide* en anglais). En effet, ce genre de guide d'ondes possède une ou des rainures conductrices comme montré dans la figure 6.1 qui ont pour effet de baisser la fréquence de coupure du mode dominant TE_{10} , augmentant la bande-passant et rendant l'impédance du guide plus constante, au prix d'une diminution de la puissance de transmission possible [19, p. 158]. Ce faisant, il est possible de réaliser des guides d'ondes plus petits que les standards, mais transmettant les mêmes fréquences.

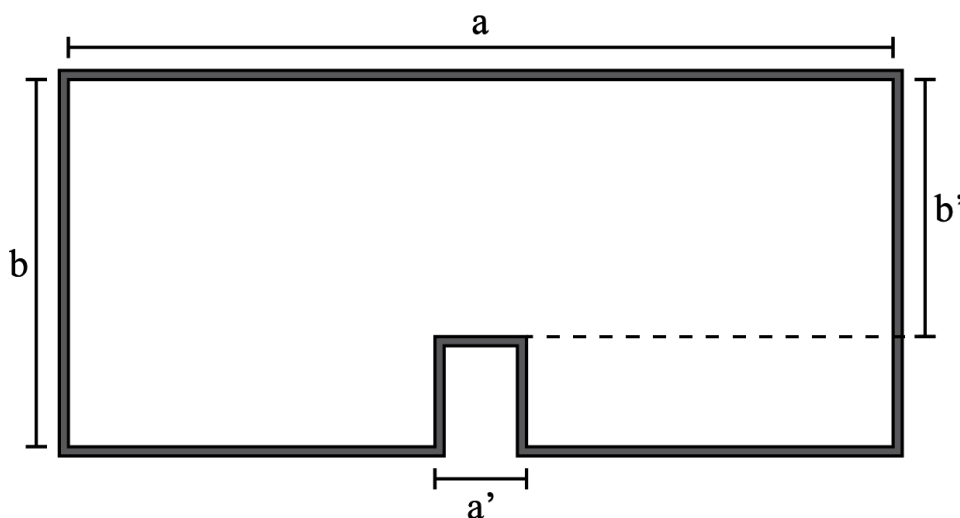


Figure 6.1 : Schéma d'un guide d'onde à rainure (*ridge waveguide*).

Par exemple, afin de séparer les éléments du réseau-réflecteur à une distance de moins d'une demi-longueur d'onde (15,9 mm à 9,4 GHz), on peut utiliser les valeurs présentées dans les tableaux de [53, p. 400-401] et l'équation (6-1) qui suit afin de relier les dimensions a' et b' à a et b et à la fréquence de coupure des modes. On trouve alors qu'un guide ayant des dimensions a et b de 11 mm et 6,669 mm respectivement et a' et b' de 1,1 mm et 2,33 mm aura sa fréquence de coupure TE_{10} à environ 5 GHz et la fréquence de coupure de TM_{10} à 14,5 GHz, ce qui permet

d'éviter les lobes discordants présents dans le prototype actuel au prix d'une complexité de fabrication plus élevée et d'une diminution de la puissance possible dans chaque cellule. La réduction de la taille des cellules aurait de plus pour avantage non négligeable la possibilité d'augmenter le nombre de cellules dans le réseau-réflecteur. Le gain pourrait alors être augmenté, la largeur à mi-puissance du faisceau, diminuée et les incertitudes statistiques de placement des courts-circuits mobiles auraient une influence moins grande sur le résultat final.

$$\zeta = \frac{\lambda_c/2}{a} \quad (6-1)$$

Une autre piste d'amélioration pour la structure du réseau-réflecteur serait de mettre des revêtements tribologiques conducteurs sur les surfaces où les blocs d'aluminium frottent sur la plaque d'aluminium de la base. Idéalement, cela aurait pour effet de réduire la friction et par le fait même d'améliorer le glissement du bloc, tout en limitant l'usure des matériaux et en fournissant un bon contact électrique. Faire cela aurait pour avantage d'augmenter la durée de vie du réseau-réflecteur, bien que cette dernière ne soit pas connue pour l'instant. Des tests en environnements émulant l'environnement spatial (grandes variations de température, gravité annulée, vide, etc.) et à haute puissance seraient utiles pour évaluer cette durée de vie.

Du point de vue de la puissance consommée, il faudrait minimalement modifier la programmation du microcontrôleur afin d'activer le mode de veille, comme mentionné précédemment. Vérifier expérimentalement la quantité maximale de puissance dans une cellule du guide d'onde aurait également avantage à être fait.

Finalement, réaliser un réseau-réflecteur avec ses éléments sur un plan plutôt que sur une ligne afin d'augmenter le nombre d'éléments et de ressembler plus à un réflecteur parabolique serait possible et avantageux, bien que significativement plus complexe, particulièrement en fabrication. En effet, le modèle de cellule testé dans ce mémoire avait son moteur pas-à-pas situé à l'extérieur du guide d'onde ce qui prend beaucoup d'espace. Cet espace aurait avantage à être occupé par d'autres cellules du réseau-réflecteur plutôt que par des moteurs. Afin de réduire cet espace occupé, il serait possible de remplacer les moteurs et les blocs ferromagnétiques par des actionneurs linéaires qui seraient placés dans les guides d'ondes, mais derrière les courts-circuits mobiles. Cette manière de faire rendrait le système légèrement plus complexe en termes

électromagnétiques puisqu'elle pourrait causer des résonances indésirables derrière le court-circuit mobile. Toutefois, la possibilité de créer un réseau-réflecteur en deux dimensions avec une bonne densité d'élément rend l'étude de cette manière de faire pertinente.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] NASA, « Advanced Space Transportation Program: Paving the Highway to Space ». [En ligne]. Disponible à : <https://www.nasa.gov/centers/marshall/news/background/facts/astp.html>. [Consulté le : 7 décembre 2017].
- [2] Sarah Kramer, « It still costs a staggering amount of money to launch stuff into space », *Business Insider*. [En ligne]. Disponible à : <http://uk.businessinsider.com/spacex-rocket-cargo-price-by-weight-2016-6>. [Consulté le : 7 décembre 2017].
- [3] Gazprom Space Systems, « Yamal-401 / 90E ». [En ligne]. Disponible à : http://www.gazprom-spacesystems.ru/en/infrastructure/?ELEMENT_ID=4143. [Consulté le : 7 décembre 2017].
- [4] Gazprom Space Systems, « Yamal-402 / 55E ». [En ligne]. Disponible à : http://www.gazprom-spacesystems.ru/en/infrastructure/?ELEMENT_ID=4130. [Consulté le : 7 décembre 2017].
- [5] A. W. Rudge et N. A. Adatia, « Offset-parabolic-reflector antennas: A review », *Proc. IEEE*, vol. 66, n° 12, p. 1592-1618, décembre 1978.
- [6] Marco Sabbadini et Agence spatiale européenne, « Antenna design for Space Applications ». [En ligne]. Disponible à : http://www.uniroma2.it/didattica/ap2/deposito/Day_2.pdf. [Consulté le : 7 décembre 2017].
- [7] L. Jensen, R. Sekora, et N. Schröder, « Advanced Reflector Antennas for Geostationary Spacecraft », *IETE Tech. Rev.*, vol. 16, n° 1, p. 19-25, janvier 1999.
- [8] D. Berry, R. Malech, et W. Kennedy, « The Reflectarray Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, n° 6, p. 645-651, novembre 1963.
- [9] J. Huang et J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [10] Dau-Chyrh Chang et Ming-Chih Huang, « Multiple-Polarization Microstrip Reflectarray Antenna with High Efficiency and Low Cross-Polarization », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 43, n° 8, p. 829-834, août 1995.
- [11] R. R. Elsharkawy, M. Hindy, A. A. Saleeb, et E.-S. M. El-Rabaie, « A Reflectarray with Octagonal Unit Cells for 5-G Applications », *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 97, n° 2, p. 2999-3016, novembre 2017.
- [12] S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, R. M. Krylov, A. D. Nemshon, Y. A. Litinskaya, et Y. P. Salomatov, « Millimeter-wave waveguide reflectarray », dans *2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 2015, p. 1-4.
- [13] M. H. Dahri, M. H. Jamaluddin, M. I. Abbasi, et M. R. Kamarudin, « A Review of Wideband Reflectarray Antennas for 5G Communication Systems », *IEEE Access*, vol. 5, p. 17803-17815, 2017.
- [14] Sean Victor Hum et Julien Perruisseau-Carrier, « Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, n° 1, p. 183-198, janvier 2014.

- [15] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, et O. Hashimoto, « 60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, n° 7, p. 2524-2531, juillet 2011.
- [16] H. Yang *et al.*, « A 1600-Element Dual-Frequency Electronically Reconfigurable Reflectarray at X/Ku-Band », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 6, p. 3024-3032, juin 2017.
- [17] M. Riel, « Conception d'une antenne réseau-rélecteur à balayage électronique du faisceau à 5.4 GHz pour des applications spatiales », M.Sc.A., Montréal, Canada, 2006.
- [18] O. Bayraktar, O. A. Civi, et T. Akin, « Beam Switching Reflectarray Monolithically Integrated With RF MEMS Switches », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, n° 2, p. 854-862, février 2012.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4e édition. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [20] W. L. Stutzman et G. A. Thiele, *Antenna theory and design*, 3e édition. Hoboken, NJ: Wiley, 2013.
- [21] A. Chakraborty et B. Gupta, « Paradigm Phase Shift: RF MEMS Phase Shifters: An Overview », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 18, n° 1, p. 22-41, janvier 2017.
- [22] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 2nd Edition*, 2e édition. New York: Wiley, 1996.
- [23] E. Sili, F. Koliatene, et J. P. Cambronne, « Pressure and Temperature effects on the Paschen curve », dans *2011 Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, 2011, p. 464-467.
- [24] James Edward Cooley, « Fundamentals of Undervoltage Breakdown Through the Townsend Mechanism », Thèse de doctorat, Princeton, 2008.
- [25] M. Eron, « Passive Intermodulation Characteristics », *Microw. J.*, vol. 57, n° 3, p. 35-38, 2014.
- [26] H. Ouassal, « Bi-stable radiofrequency rectangular waveguide switch with magnetic actuation », M.Sc.A., Montréal, Canada, 2011.
- [27] K. Eng et T. Stern, « The Order-and-Type Prediction Problem Arising from Passive Intermodulation Interference in Communications Satellites », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, n° 5, p. 549-555, mai 1981.
- [28] P.-L. Lui, « Passive intermodulation interference in communication systems », *Electron. Commun. Eng. J.*, vol. 2, n° 3, p. 109-118, juin 1990.
- [29] K. A. Morris, « What is Hysteresis? », *University of Waterloo - Applied Mathematics*. [En ligne]. Disponible à : https://uwaterloo.ca/applied-mathematics/sites/ca.applied-mathematics/files/uploads/files/morris_hysteresis_final.pdf. [Consulté le : 27 novembre 2017].
- [30] P. Scherz et S. Monk, *Practical Electronics for Inventors, Third Edition*, 3e édition. New York: McGraw-Hill Education TAB, 2013.
- [31] H. Ouassal et J.-J. Laurin, « Magnetically actuated latching waveguide switch and filters », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 999-1002, 2011.

- [32] Metglas, « Metglas 2705M Magnetic Alloy ». [En ligne]. Disponible à : <https://metglas.com/wp-content/uploads/2016/12/2705M-Technical-Bulletin.pdf>. [Consulté le : 05 septembre 2017].
- [33] University of Cambridge - Department of Engineering, « Property Information - Maximum Service Temperature », *Material selection and processing*. [En ligne]. Disponible à : http://www-materials.eng.cam.ac.uk/mpsite/properties/non-IE/max_service_temp.html. [Consulté le : 21 novembre 2017].
- [34] S. Chisca, I. Sava, V.-E. Musteata, et M. Bruma, « Dielectric and conduction properties of polyimide films », dans *CAS 2011 Proceedings (2011 International Semiconductor Conference)*, 2011, vol. 2, p. 253-256.
- [35] Allegro MicroSystems Inc., « DMOS Microstepping Driver with Translator And Overcurrent Protection », contrôleur de moteur pas-à-pas A4988, 7 mai 2014.
- [36] Pololu, « RB-Pol-176 Polulu 8-35V 2A Single Bipolar Stepper Motor Driver A4988 », Circuit de contrôle de moteur pas-à-pas.
- [37] Moritz Walter, « How Accurate Is Microstepping Really? », *Hackaday*, 29 août 2016. .
- [38] Bart Meijer, « Stepstick DRV8825 v1.0 Datasheet », Circuit de contrôle de moteur pas-à-pas, 21 octobre 2013.
- [39] Texas Instruments, « DRV8825 Stepper Motor Controller IC », contrôleur de moteur pas-à-pas DRV8825, juillet 2014.
- [40] R. A. Serway, *Principles of physics*, 2e édition. Fort Worth: Saunders College Pub., 1998.
- [41] Poly-Games, « Fabrication Process - CNC & Waterjet Machining ». [En ligne]. Disponible à : <http://www.grames.polymtl.ca/facilities/fabrication-process/>. [Consulté le : 16 novembre 2017].
- [42] Dowonsol, « 4V-6V DC 2 phase 4 wire Micro stepper motor with slider dia15MM Rod 50MM Step angle 18 degrees », *Amazon.com*. [En ligne]. Disponible à : <https://www.amazon.com/4V-6V-stepper-slider-dia15MM-degrees/dp/B014IGBECO>. [Consulté le : 29 novembre 2017].
- [43] Texas Instruments, « Tiva TM4C123GH6PM Microcontroller », Microcontrôleur, juin 2014.
- [44] « EK-TM4C123GXL ARM® Cortex®-M4F Based MCU TM4C123G LaunchPad™ Evaluation Kit | TI.com ». [En ligne]. Disponible à : <http://www.ti.com/tool/EK-TM4C123GXL>. [Consulté le : 24 octobre 2017].
- [45] Allstat Magnetics, « NEODYMIUM MAGNETS ». [En ligne]. Disponible à : http://allstarmagnetics.com/neodymium_magnets/. [Consulté le : 10 novembre 2017].
- [46] Dieter Schmid Fine Tools, « Conversion Chart Abrasives - Grit Sizes ». [En ligne]. Disponible à : <https://www.fine-tools.com/G10019.html>. [Consulté le : 12-nov-2017].
- [47] Anritsu, « Understanding VNA Calibration », juin-2012. [En ligne]. Disponible à : http://anlge.umd.edu/Anritsu_understanding-vna-calibration.pdf. [Consulté le : 15 novembre 2017].
- [48] Anritsu, « Lightning - Network Analysis Solutions for Design and Manufacturing ». Mars 2007.

- [49] K&J Magnetics, Inc., « Magnets Are Weird ». [En ligne]. Disponible à : <https://www.kjmagnetics.com/blog.asp?p=magnets-are-weird>. [Consulté le : 18 novembre 2017].
- [50] A. Petosa, *Frequency-Agile Antennas for Wireless Communications*. Boston: Artech House, 2013.
- [51] S. A. Kuznetsov, M. A. Astafev, et E. A. Lonshakov, « Submm-wave planar focusing devices based on holographic reflectarrays », dans *2014 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, 2014, p. 1-2.
- [52] Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*. New Jersey, USA.
- [53] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*. New York: Dover, 1965.